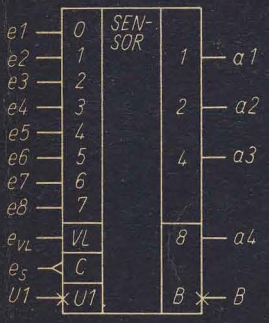
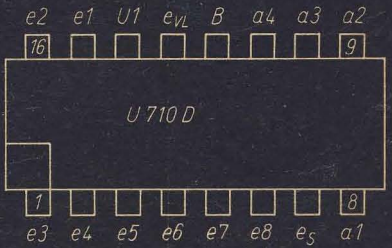
amateurreihe

electronica





B = Bulk ≙ ⊥
U1 = Betriebsspannung ≙ -25 ... -28 V

Andreas Bogatz

226

Schaltbeispiele mit den Sensor-IS U 705 D, U 710 D und U 711 D

electronica · Band 226

Andreas Bogatz

Schaltbeispiele mit den Sensor-IS U 705 D, U 710 D und U 711 D

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Bogatz, A.:
Schaltbeispiele mit den Sensor-IS
U 705 D, U 710 D und U 711 D. –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1985. –
92 S.: 54 Bilder – (electronica: 226)

1. Auflage, 1985
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1985
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Lektor: Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 21. 01. 1985
LSV 3539
Bestellnummer: 746 727 3
00190

Inhalt

Vorwort

1.	**Funktionsweise der Sensor-Schaltkreise**	5
1.1.	Grundprinzip und Pegelverhältnisse bei IS der p-MOS-Hochvoltreihe	6
1.1.1.	Schaltungsprinzipien der p-MOS-Hochvolt-Schaltkreise	6
1.1.2.	Pegelverhältnisse bei IS der p-MOS-Hochvoltreihe	9
1.2.	Funktionsweise der IS *U 710 D*	11
1.3.	Funktionsweise der IS *U 711 D*	14
1.4.	Funktionsweise der IS *U 705 D*	16
2.	**Anwendungen in der Unterhaltungselektronik**	24
2.1	Programmwahleinheit mit Sensortasten zur Anwendung in Rundfunk- und Fernsehgeräten	24
2.2.	Programmwahleinheit mit Kurzhubtasten	36
2.3.	Drahtgebundene Kanalfortschaltung bei Programmwahleinheiten mit den IS *U 710 D* / *U 711 D*	39
2.4.	Elektronische Signalquellenumschaltung im NF-Verstärker	40
2.5.	Tip-Tastensteuerung für HiFi-Plattenspieler	57
2.6.	Laufwerksteuerung für Kassettengeräte	61
3.	**Schaltbeispiele aus der Digitalelektronik**	64
3.1.	1-aus-n-Dekoder mit *IS U 711 D*	64
3.2.	Zusammenschaltung der IS *U 710 D* / *U 711 D* mit anderen MOS-Zähler-IS	66
3.3.	Die IS *U 710 D* / *U 711 D* als programmierbare Teiler und Zähler im Dual- und 1-aus-n-Kode	71
3.4.	Erzeugung von verschachtelten Impulsfolgen	74
3.5.	Anwendungen der IS *U 710 D* / *U 711 D* in programmierbaren Steuerungen	75
4.	**Sonderanwendungen**	79
4.1.	Elektronischer Würfel	79

4.2. Melodie-Türgong 81
4.3. Lichtleistungsfernsteuerung über Niederspannungsleitungen 84
4.4 Lauflichtsteuerung für Diskotheken 87

5. Literatur 90

Vorwort

Während der vergangenen Jahre wurde auf Grund der stürmischen Entwicklung der Halbleitertechnologie das Angebot hochintegrierter Schaltkreise stark vergrößert.
Sehr positiv ist dabei zu bewerten, daß modernste Bauelemente auch dem Amateur über entsprechende Fachverkaufsstellen zugänglich sind. Damit hat es der Amateur in der Hand, seine Schaltungsprobleme auf modernste Art und Weise zu lösen.
In diesem Zusammenhang kommt der Veröffentlichung von Applikationsbeispielen eine besondere Bedeutung zu, da hierdurch der Amateur angeregt wird, sich mit den entsprechenden Schaltkreisen zu beschäftigen.
Im vorliegenden Band wird speziell auf die integrierten Schaltkreise *U 705 D, U 710 D* und *U 711 D,* d. h. auf die Gruppe der Sensor-Schaltkreise, eingegangen. Dabei werden, ausgehend von ihrer Funktionsweise, Schaltungen der Unterhaltungselektronik, der Digitalelektronik sowie einige spezielle Anwendungen auf dem Amateurgebiet beschrieben.
Bei der Beschreibung der Schaltungen geht der Autor davon aus, daß zu Grundbegriffen der MOS-Schaltungstechnik genügend Literatur, z. B. auch innerhalb dieser Broschürenreihe, vorhanden ist [1], [2], [3].
Die in diesem Band beschriebenen Schaltungen sind – wenn nicht besonders vermerkt – voll funktionsfähig erprobt worden.

Markranstädt, im September 1983 Dipl.-Phys. *Andreas Bogatz*

1. Funktionsweise der Sensor-Schaltkreise

1.1. Grundprinzip und Pegelverhältnisse bei IS der p-MOS-Hochvoltreihe

Bei den in dieser Broschüre vorzustellenden Schaltkreisen handelt es sich um solche, deren grundlegendes Bauelement der p-Kanal-MOSFET vom Anreicherungstyp ist. Die physikalischen Grundlagen der Feldeffekttransistoren sowie ihre Klassifizierung wurden im Rahmen dieser Broschürenreihe bereits veröffentlicht [1]. Ebenso können dank [2] und [3] Aufbau, Handhabung, Wirkungsweise und Schaltungstechnik von einfachen IS der p-Kanal-MOS-Hochvoltreihe als dem Amateur bekannt vorausgesetzt werden. An dieser Stelle sollen daher nur einige Fakten zusammengefaßt werden, die für das Verständnis der nachfolgenden Schaltbeispiele notwendig sind.

1.1.1. Schaltungsprinzipien der p-MOS-Hochvolt-Schaltkreise

In Bild 1.1 ist die Prinzipschaltung eines Grundgatters (Beispiel Inverter) der p-MOS-Hochvolt-IS dargestellt. Die Schaltungs-

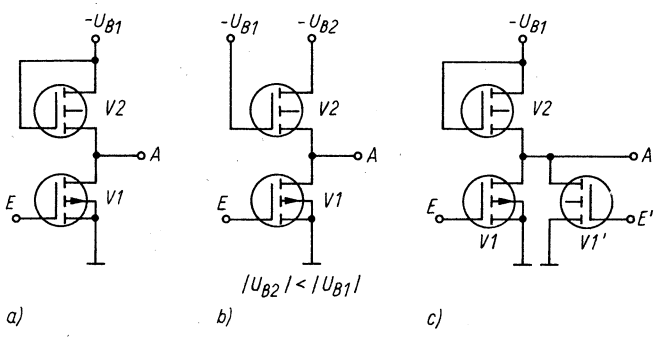


Bild 1.1 Grundschaltungen in p-MOS-Schaltkreisen;
a – Inverter, b – Inverter mit 2 Betriebsspannungen, c – NOR-Gatter

funktion wird durch einen MOSFET V_1 realisiert, dessen Arbeitswiderstand ein MOSFET V_2 bildet. Dabei wird der MOSFET V_2 mit einer konstanten Gate-Spannung versorgt. Dies geschieht entweder durch Verbinden von Gate und Drain (Bild 1.1a) oder indem dem Gate von V_2 eine weitere Betriebsspannung zugeführt wird (Bild 1.1b). Diese beiden Schaltungsvarianten bilden die Grundlage der internen Verknüpfungslogik höherintegrierter Schaltkreise. So entsteht z. B. ein NOR-Gatter mit 2 Eingängen durch Parallelschaltung eines weiteren MOSFET V_1', wie es die Darstellung in Bild 1.1c zeigt.

Für Gatterausgänge, die zugleich Schaltkreisausgänge sind, haben sich die in Bild 1.2 dargestellten Schaltungsvarianten durchgesetzt. Die Gegentaktausgangsstufe nach Bild 1.2a besteht aus einem Inverter V_1, V_2 analog Bild 1.1a, von dessen Ausgang der MOSFET V_4 angesteuert wird. Die Ansteuerung von V_4 geschieht invers zu V_3, der parallel zu V_1 durch das Eingangssignal angesteuert wird. Daraus folgt: Je nach Schaltzustand wird stets nur einer der beiden MOSFET V_3 oder V_4 leitend. Für beide Transistoren können deshalb solche mit hoher Kanalleitfähigkeit im Einschaltzustand integriert werden. Niederohmige Innenwiderstände treibender Ausgangsstufen sind aber bei den vorliegenden spannungsgesteuerten Schaltstufen eine wesentliche Voraussetzung für eine hohe Störsicherheit z. B. gegen schaltungsfremde Störspannungen. Außerdem bestimmen Innenwiderstand und Lastkapazität die mit der Schaltung erreichbare maximale Schaltfrequenz.

Bei der Eintransistorausgangsstufe entsprechend Bild 1.2b handelt

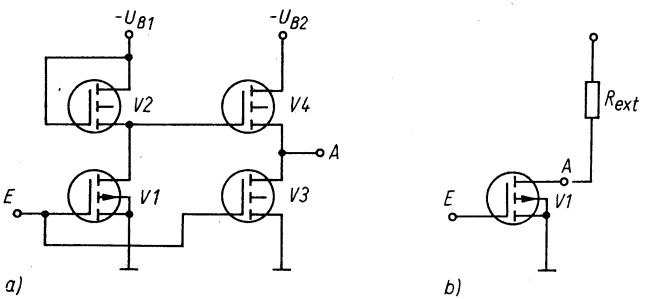


Bild 1.2 Ausgangsstufen in p-MOS-Schaltkreisen;
a – Gegentaktstufe, b – Eintransistorausgangsstufe

es sich um einen invertierenden MOS-Transistor mit herausgeführtem offenem Drainanschluß (engl. open drain). Damit wird der Schaltkreisausgangspegel nur im Einschaltfall von V_1 festgelegt. Im Ausschaltfall ist der Schaltkreisausgang von der Außenschaltung entkoppelt. Der Spannungspegel muß von der Außenbeschaltung z. B. mit einem externen Lastwiderstand R_{ext} festgelegt werden. Diese Eintransistorausgangsstufen eignen sich besonders zur NOR-Verknüpfung mehrerer Ausgänge bzw. zur Ansteuerung externer aktiver Bauelemente, wie es in Bild 1.3 angedeutet ist. Die

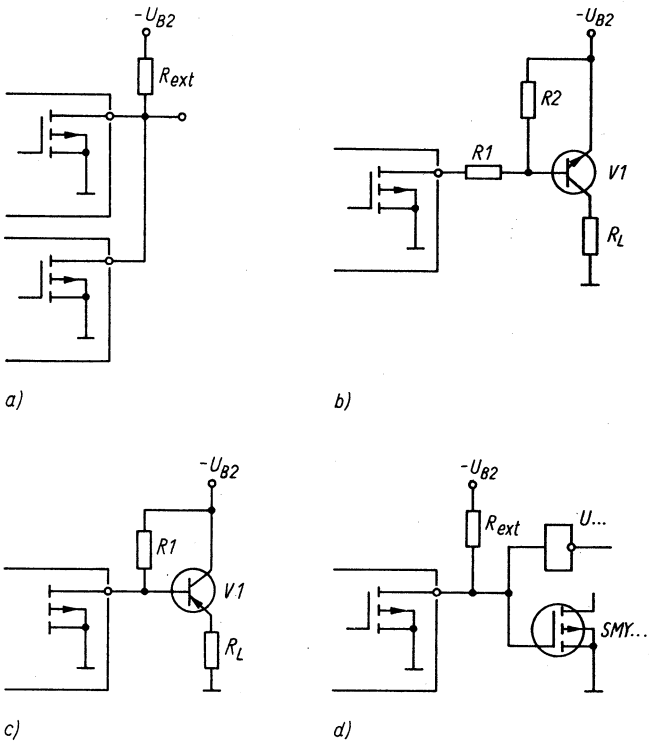


Bild 1.3. Ankopplung der externen Schaltung an Eintransistorausgangsstufen; a – NOR-Verknüpfung 2er Schaltkreise, b – Anschaltung einer externen Last mit npn-Transistor, c – Anschaltung einer externen Last mit pnp-Transistor, d – Anschaltung weiterer MOSFET bzw. MOS-Schaltkreise

NOR-Verknüpfung in Bild 1.3a ist sofort verständlich und mit Bild 1.1c vergleichbar (dort V_2 statt R_{ext} als Lastwiderstand).
Bild 1.3b zeigt die Anschaltung einer niederohmigen Last mit einem npn-Transistor. Die in diesem Fall vorliegende Emitterschaltung bewirkt dabei eine Signalinvertierung, die beim Einsatz der Schaltung zu berücksichtigen ist. Der Widerstand R_1 begrenzt den Basisstrom des Transistors V_1, wobei der Wert von R_1 vom maximal zulässigen Ausgangsstrom der Eintransistorausgangsstufe abhängt. Der Widerstand R_2 ist in der Regel nicht unbedingt erforderlich. Er leitet den Kollektor-Basis-Reststrom von V_1 ab und garantiert damit dessen sicheres Sperren.
Bild 1.3c verdeutlicht die Anschaltung einer niederohmigen Last mit einem pnp-Transistor; dabei gilt für R_1 die bereits gegebene Erläuterung zu Bild 1.3b. Auf Grund der vorliegenden Kollektorschaltung (Emitterfolger) folgt die Spannung am Lastwiderstand R_L der IS-Ausgangsspannung.
Die Ansteuerung von diskreten p-Kanal-MOSFET (*SMY*-Reihe) bzw. weiteren MOS-IS gestaltet sich vergleichsweise einfach durch Beschaltung mit einem Lastwiderstand R_{ext} (Bild 1.3d).

1.1.2. Pegelverhältnisse bei IS der p-MOS-Hochvoltreihe

In diesem Abschnitt soll nur auf die Pegelverhältnisse bei IS der p-MOS-Hochvoltreihe eingegangen werden. Abweichungen davon treten in diesem Band nur beim *U 705 D* auf, der in MNOS-Technologie gefertigt wird und dessen Ein- und Ausgänge wahlweise MOS- oder TTL-kompatibel sind. Näheres dazu im Abschnitt 1.4.
Im Gegensatz zur logischen Bezeichnungsweise 1 für «ein» und 0 für «aus» hat man unabhängig von der jeweiligen Schaltkreisfamilie die allgemein gültige Bezeichnungsweise «H» (high, engl. hoch) und «L» (low, engl. tief) eingeführt, wobei die beiden Begriffe «H» bzw. «L» Auskunft über das jeweils auftretende höhere bzw. tiefere Spannungsniveau geben. In bezug auf die dabei auftretenden Begriffe wie positive oder negative Logik sei z. B. auf [2] verwiesen.
Die vom Hersteller der p-MOS-Hochvolt-IS definierten Pegelwerte sind in Bild 1.4 dargestellt.
Die in Bild 1.4a angegebenen Pegelwerte für den Schaltkreisausgangspegel werden vom Hersteller für Lastwiderstände

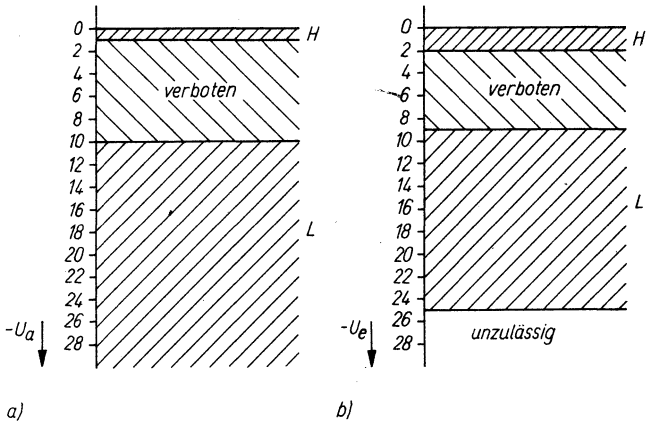


Bild 1.4 Logische Pegel bei IS der p-MOS-Hochvoltreihe
a – Ausgangspegel, b – Eingangspegel

$R_L = 100\ k\Omega$ garantiert. Erlaubt man eine Veränderung der Ausgangspegel bis auf die für eine sichere Funktionsweise geforderten Eingangspegelwerte (Bild 1.4b), so können die meisten Gegentaktausgangsstufen bis zu etwa 1 mA aufnehmen bzw. abgeben. Die IS-Datenblätter geben darüber im Einzelfall genaue Auskunft. Für rein digitale Anwendungen genügen diese Pegeldefinitionen mit

$$-2\ V \leq U_H \leq 0\ V \text{ und} \quad (1.1)$$

$$-25\ V \leq U_L \leq -9\ V \quad (1.2)$$

sicher allen Ansprüchen. Werden diese IS jedoch im Zusammenhang mit Analog-IS, z. B. Operationsverstärkern, verwendet, so ist eine Definition bezogen auf die symmetrische Versorgungsspannung von ± 14 V günstiger. Da solche Schaltungen auch in diesen Band einbezogen sind, sollen folgende Definitionen gegeben werden:

$$+12\ V \leq U_H \leq +14\ V \text{ und} \quad (1.3)$$

$$-11\ V \leq U_L \leq +5\ V. \quad (1.4)$$

Aus den Werten ist ersichtlich, daß die p-MOS-IS bei symmetrischer Versorgungsspannung gut für eine Zusammenschaltung mit Analog-IS geeignet sind. Sichere und zugleich einfach zu realisierende Eingangspegel in dieser Definition sind $+U_B$ für U_H und Masse für U_L. Auf diese Pegeldefinition wird an entsprechender

Stelle stets gesondert hingewiesen (Stichwort «symmetrische Betriebsspannung»).

1.2. Funktionsweise der IS *U 710 D*

Die IS *U 710 D* enthält einen 3-bit-Zähler, der sich über ein 1-aus-8-zu-BCD-Kodierungsnetzwerk parallel laden läßt. Die IS wird im 16poligen DIL-Plastgehäuse geliefert und ist zum Einsatz als Programmwahlschaltkreis in Zusammenhang mit dem Dekodierschaltkreis *U 711 D* für 8- bzw. 16-Kanalbetrieb vorgesehen. In Bild 1.5 sind das logische Schaltbild und die Anschlußbelegung der IS *U 710 D* dargestellt. Die Bezeichnung der Eingänge mit *0 ... 7* wurde in dieser Weise festgelegt, da dann die Nummer des gewählten Eingangs mit der an den 3 Ausgängen erscheinenden BCD-Zahl übereinstimmt. Die Schaltkreisausgänge sind entsprechend ihrer dualen Wertigkeit mit *1, 2,* und *4* bezeichnet.
Tabelle 1.1. gibt einen Überblick über die logische Funktion der IS *U 710 D*. Der Steuereingang *VL* und der Steuerein-/ausgang *8* sind für die Zusammenschaltung von 2 IS *U 710 D* zur 16-Kanal-Variante notwendig und realisieren das gegenseitige Sperren bzw. Wiedereinschalten der verknüpften Schaltkreise. Die Ausgänge *1, 2, 4* und *8* beider Schaltkreise werden in der 16-Kanal-Variante verbunden. Das ist möglich, da die jeweils inaktive IS über den Ein-/Ausgang *8* hochohmig geschaltet wird. Die Ausgänge *1, 2, 4* und *8* sind als Gegentaktausgangsstufen ausgeführt.

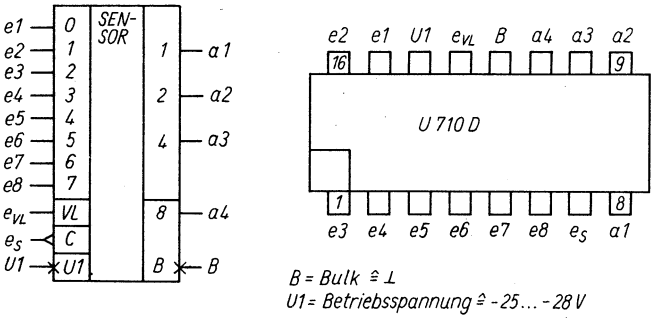


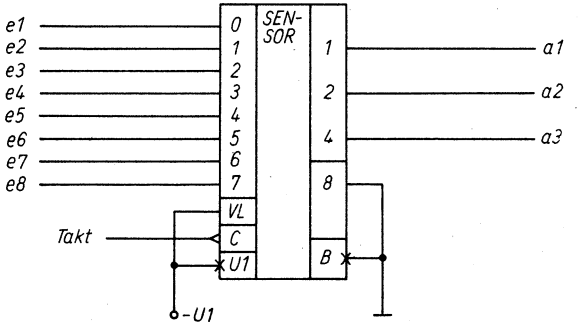
Bild 1.5 Logisches Symbol und Anschlußbelegung der IS *U 710 D*

Tabelle 1.1. Logische Funktion der IS *U 710 D*

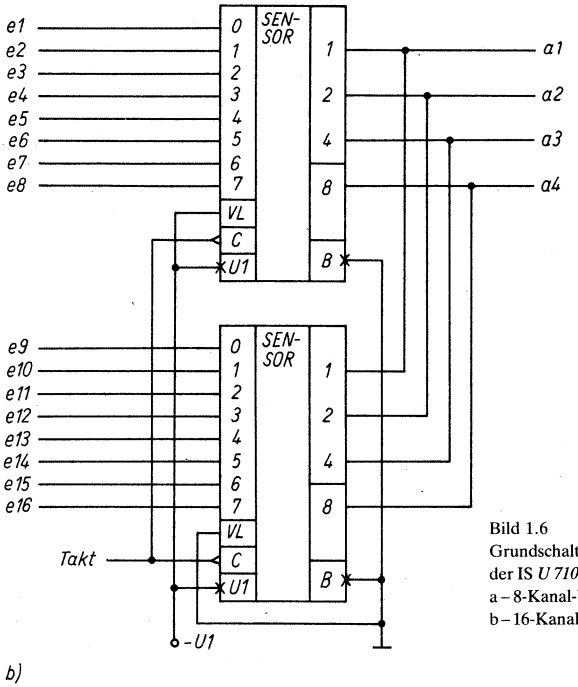
Gewählter Eingang	Steuereingang VL	Steuerein-/ ausgang 8	Ausgänge 4	2	1
0	H	L	H	H	H
1	H	L	H	H	L
2	H	L	H	L	H
3	H	L	H	L	L
4	H	L	L	H	H
5	H	L	L	H	L
6	H	L	L	L	H
7	H	L	L	L	L
0	L	H	H	H	H
1	L	H	H	H	L
2	L	H	H	L	H
3	L	H	H	L	L
4	L	H	L	H	H
5	L	H	L	H	L
6	L	H	L	L	H
7	L	H	L	L	L
X	L[1])	L[1])	o	o	o
X	H[1])	H[1])	o	o	o

X beliebiger Eingang betätigt
o offener (hochohmiger) Ausgang
1) H und L nicht als logische Pegel zu verstehen, sondern als U_1 und Bulk

Weiterhin verfügt die IS *U 710 D* über einen Takteingang *C*, mit dem der Zählerstand erhöht werden kann. Die Wirkung der Taktimpulse wird während des Setzvorgangs, d. h. während L-Pegel an einem der Eingänge *0* ... *7*, verhindert.
Bei Kaskadierung von 2 IS *U 710 D* zur 16-Kanal-Variante sind die Takteingänge beider IS miteinander zu verbinden. Die vom Hersteller geforderte Mindestimpulsdauer der Taktimpule beträgt 60 μs bei einer Impulsanstiegszeit von weniger als 10 μs [4]. Legt man symmmetrische Taktimpulse zugrunde, erhält man als maximale Taktfrequenz etwa 8 kHz. Versuche des Autors zeigten jedoch, daß die maximale Taktfrequenz in der Regel über 200 kHz liegt, womit sich für die Mindestimpulsbreite etwa 5 μs ergeben. Dieser praktisch ermittelte Wert für die maximale Taktfrequenz ist durchaus typisch für IS der p-MOS-Hochvoltreihe.
Zusammenfassend werden die Grundschaltungen der IS *U 710 D* für die 8-Kanal-Variante in Bild 1.6a und für die 16-Kanal-Variante in Bild 1.6b gegenübergestellt.



a)



b)

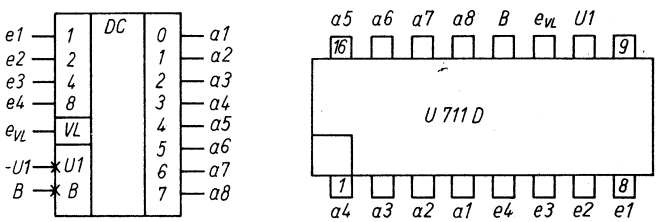
Bild 1.6
Grundschaltungen
der IS *U 710 D*;
a – 8-Kanal-Variante,
b – 16-Kanal-Variante

An dieser Stelle soll noch einmal darauf hingewiesen werden, daß die Eingänge des Schaltkreises nicht direkt mit der negativen Betriebsspannung verbunden werden dürfen (vgl. Bild 1.4b). Dies ist für den Fall der Sensorsteuerung nur über Vorwiderstände größer als 22 MΩ erlaubt.

1.3. Funktionsweise der IS *U 711 D*

Bei der IS *U 711 D* handelt es sich um einen BCD-zu-1-aus-8-Decoderschaltkreis im 16poligen DIL-Plastgehäuse. Dieser Schaltkreis ist vorrangig zur Anwendung in Programmwahlschaltungen in Verbindung mit der IS *U 710 D* vorgesehen. In Bild 1.7 sind das logische Schaltbild und die Anschlußbelegung der IS *U 711 D* dargestellt.
Die Bezeichnung der Schaltkreisausgänge wurde auch in diesem Bild mit dem BCD-Wert der Schaltkreiseingänge in Einklang gebracht, d. h., die an den Eingängen *1, 2, 4* anliegende BCD-Zahl ist gleich der Nummer des aktiven Schaltkreisausgangs *0 ... 7*. Der Eingang *8* wirkt in Verbindung mit dem Steuereingang *VL* bei Kaskadierung 2er IS *U 711 D* zum 1-aus-16-Dekoder.

Tabelle 1.2. zeigt eine Übersicht über die logische Funktion der IS *U 711 D*. Dabei ist zu beachten, daß es sich bei den Schaltkreisausgängen um Eintransistorausgangsstufen (vgl. Bild 1.2b) handelt. Aus diesem Grunde sind in der Funktionstabelle die Ausgangszustände mit «H» und o (statt «L») bezeichnet, wobei o für offen steht.



B = Bulk ≙ ⊥
U1 = Betriebsspannung ≙ - 25 V... - 28 V

Bild 1.7 Logisches Symbol und Anschlußbelegung der IS *U 711 D*

Tabelle 1.2. Logische Funktion der IS *U 711 D*

Eingänge					Ausgänge							
VL	8	4	2	1	0	1	2	3	4	5	6	7
L	H	H	H	H	H	o	o	o	o	o	o	o
L	H	H	H	L	L	H	o	o	o	o	o	o
L	H	H	L	H	o	o	H	o	o	o	o	o
L	H	H	L	L	o	o	o	H	o	o	o	o
L	H	L	H	H	o	o	o	o	H	o	o	o
L	H	L	H	L	o	o	o	o	o	H	o	o
L	H	L	L	H	o	o	o	o	o	o	H	o
L	H	L	L	L	o	o	o	o	o	o	o	H
L	L	X	X	X	o	o	o	o	o	o	o	o
H	H	X	X	X	o	o	o	o	o	o	o	o
H	L	H	H	H	H	o	o	o	o	o	o	o
H	L	H	H	L	o	H	o	o	o	o	o	o
H	L	H	L	H	o	o	H	o	o	o	o	o
H	L	H	L	L	o	o	o	H	o	o	o	o
H	L	L	H	H	o	o	o	o	H	o	o	o
H	L	L	H	L	o	o	o	o	o	H	o	o
H	L	L	L	H	o	o	o	o	o	o	H	o
H	L	L	L	L	o	o	o	o	o	o	o	H

X beliebiger logischer Pegel H oder L
o offener Ausgang

Aus der Funktionstabelle ist deutlich sichtbar, daß alle Ausgänge inaktiv (offen) geschaltet werden können. Der Anwender dieser IS hat somit die Möglichkeit, den Eingang *8* als Schaltkreisfreigabeeingang (engl.: chip enable) zu benutzen. Außerdem besteht die Möglichkeit, mit dem Eingang *VL* den Eingang *8* wahlweise als H- bzw. L-aktiv zu programmieren.
Es können demzufolge nicht nur 2 dieser IS als 1-aus-16-Dekoder betrieben werden, sondern z. B. 8 IS *U 711 D*. Dabei werden die einzelnen Schaltkreisfreigabeeingänge durch einen weiteren Dekoder *U 711 D* angesteuert, so daß ein 1-aus-64-Dekoder realisierbar ist. Siehe dazu Abschnitt 3.1.
Zusammenfassend sind in den Bildern 1.8a und 1.8b die Grundschaltungen des IS *U 711 D* für die 8- bzw. 16-Kanal-Variante dargestellt.

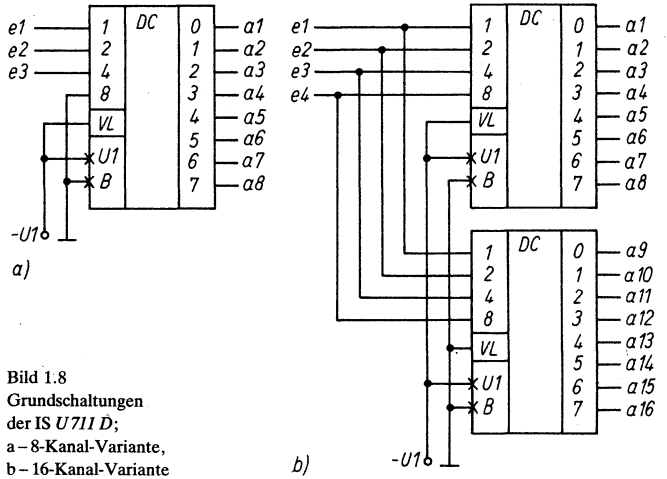


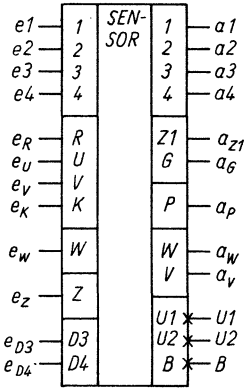
Bild 1.8
Grundschaltungen der IS *U711 D*;
a – 8-Kanal-Variante,
b – 16-Kanal-Variante

1.4. Funktionsweise der IS *U 705 D*

Es handelt sich in diesem Fall um einen 4-Kanal-Sensor-Schaltkreis in p-Kanal-MNOS-Technologie. Der Schaltkreis befindet sich in einem 24poligen DIL-Plastgehäuse mit 15 mm Reihenabstand. Der vorgesehene Anwendungsfall dieser IS ist die Ablösung mechanischer Tastensätze in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik sowie in der Konsumgüterelektronik. Durch umfangreiche Programmiermöglichkeiten und Rückwirkeingänge lassen sich alle Funktionen, die man von mechanischen Tastensätzen gewohnt war, wie Abhängigkeit und Unabhängigkeit bzw. Rastbarkeit und Nichtrastbarkeit, realisieren. Die Tastenzahl kann bis auf 80 erweitert werden, da bis zu 20 derartige Schaltkreise kaskadierbar sind. Eine weitere Besonderheit dieser IS besteht in der Möglichkeit, je nach gewählter Betriebsspannung wahlweise MOS- oder TTL-Kompatibilität der Ein- und Ausgänge zu erreichen. Diese Eigenschaften lassen erwarten, daß sich der Schaltkreis *U 705 D* in Zukunft ein breites Anwendungsfeld erobern wird.
Die Tabelle 1.3 zeigt einen Überblick über die Pegelverhältnisse bei unterschiedlicher Betriebsspannungsversorgung.

Tabelle 1.3. Betriebsspannungen und Logikpegel der IS *U 705 D*

Betriebs-spannungen	TTL	MOS	MOS/symmetrisch	Logischer Pegel
B =	+ 5 V	0 V	+ 14 V	H
U_2 =	0 V	− 13 V	0 V	L
U_1 =	− 12 V	− 18 V	− 5 V	



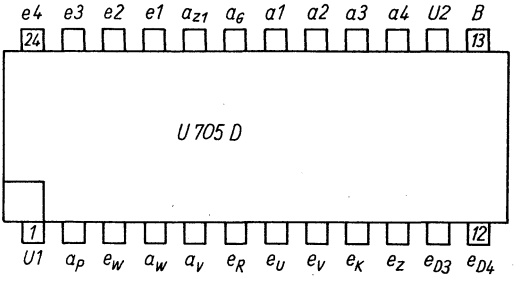


Bild 1.9 Logisches Symbol und Anschlußbelegung der IS *U 705 D*

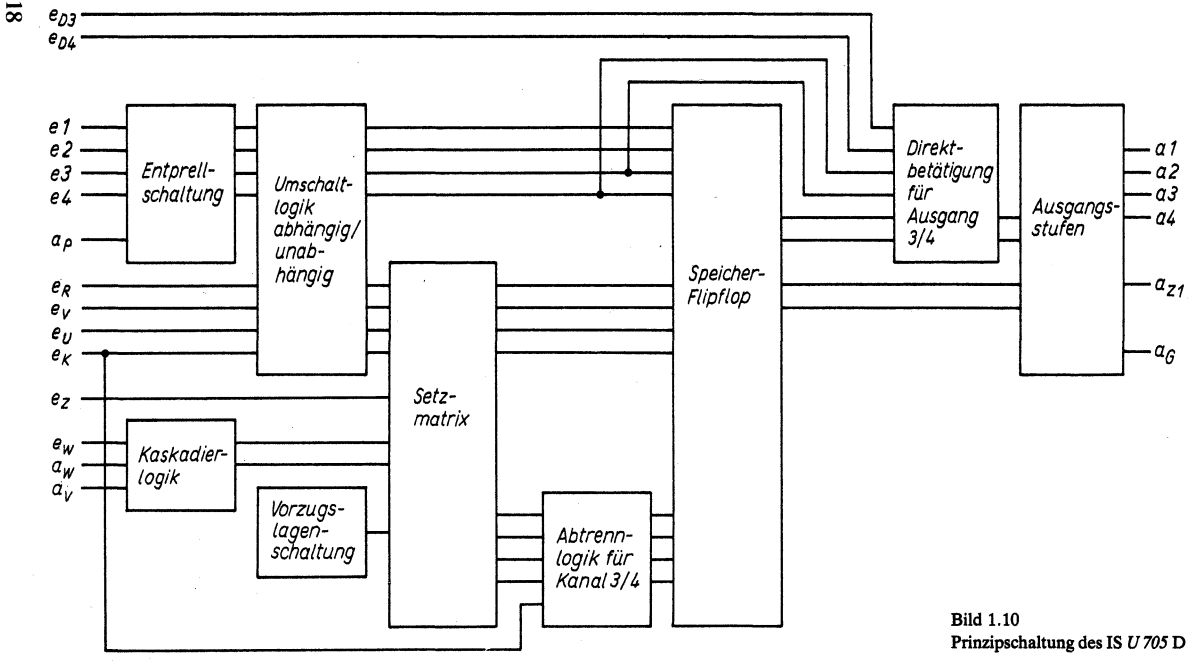


Bild 1.10
Prinzipschaltung des IS *U 705* D

In Bild 1.9 sind Anschlußbelegung und logisches Schaltbild der IS *U 705 D* dargestellt. Bild 1.10 vermittelt eine Übersicht über die prinzipielle Innenschaltung. Eine eingehende Beschreibung der Wirkungsweise findet der Leser in [5].

Im Anschluß sollen die wichtigsten Gesichtspunkte für die unterschiedlichen Betriebsarten der IS *U 705 D* zusammengefaßt werden.

Wie aus Bild 1.10 ersichtlich ist, handelt es sich bei der IS *U 705 D* um einen sehr komplexen Schaltkreis. Die Eingangssignale gelangen von den Eingängen $e_1 \ldots e_4$ auf eine Entprellschaltung. In diesem Fall kommt ein getakteter Eingangsspeicher zur Anwendung, dessen Taktfrequenz mit einem externen Kondensator zwischen Anschluß a_P und Bulk beeinflußt werden kann. Dieser Kondensator muß stets (und bei Kaskadierung mehrerer IS für jede einzelne) vorhanden sein. Als Mindestkapazität werden vom Hersteller 10 nF gefordert. Der typische Kapazitätswert, mit dem eine sinnvolle Entprellzeit von etwa 30 bis 80 ms erreicht wird, liegt bei 1 μF. Setzt man einen Elektrolytkondensator ein, muß man die positive Elektrode mit Bulk verbinden.

Die «entprellten» Eingangssignale gelangen zu einer Umschalteinheit. Je nach Beschaltung der betriebsartbestimmenden Eingänge e_V, e_K, e_U und des Rückwirkeinganges e_R werden die entprellten Eingangssignale einer Setzmatrix (abhängige Betriebsart) oder direkt den Informationsspeicher-Flip-Flop (unabhängige Betriebsart) zugeführt. Bei Kaskadierung mehrerer IS in der abhängigen Betriebsart werden die Setzmatrizen der einzelnen IS über deren Verknüpfungslogik mit den Ausgängen a_V, a_W und dem Eingang e_W verbunden.

Den Kanälen 3 und 4 des Schaltkreises kommt eine besondere Bedeutung zu. Über den Eingang e_K können die Informationsspeicher-Flip-Flop 3 und 4 von der gewählten Grundbetriebsart abgekoppelt und als unabhängige Tasten betrieben werden. In diesem Fall können die zwei Kanäle auch nicht von der Setzmatrix durch den Entriegelungseingang e_Z beeinflußt werden. Es besteht außerdem die Möglichkeit mit den Eingängen e_{D3} und e_{D4} die Ausgänge der Informationsspeicher-Flip-Flop 3 und 4 von den Ausgangsstufen zu trennen. Die Eingänge e_3 und e_4 wirken dann direkt auf die Ausgänge a_3 und a_4. Das entspricht dem Verhalten unabhängiger nichtrastender Tasten. Dabei ist zu beachten, daß die Ausgangsstufen direkt mit der Entprellschaltung verbunden werden, die

Funktion der Speicher-Flip-Flop jedoch ebenfalls entsprechend der gewählten Grundbetriebsart (abhängig oder unabhängig) weitergeführt wird. Als Beispiel sei erwähnt, daß mit e_{D3} = «L» und abhängiger Betriebsart mit dem jetzt nichtrastenden Tastenkanal 3 alle anderen abhängigen Kanäle entriegelt werden. Die Ausgangsinformationen der Informationsspeicher-Flip-Flop gelangen zu den Gegentaktausgangsstufen. Neben den Ausgangsinformationen der Schaltkanäle $a_1 \ldots a_4$ wird noch das negierte Signal des Kanals 1 am Ausgang a_{Z1} bereitgestellt; ebenso wie ein Kontrollsignal a_G, das dann aktiv wird, wenn alle Kanäle $a_1 \ldots a_4$ ausgeschaltet sind.

Außerdem sei darauf verwiesen, daß beim Einschalten der Betriebsspannung der IS selbständig die Ruhelage aller Kanäle ($a_1 \ldots a_4$ = «H») realisiert wird.

Tabelle 1.4. Betriebsarten der IS *U 705 D*

Betriebsart	Eingänge						Funktion				Sonder-
	e_U	e_K	e_V	e_R	e_{D3}	e_{D4}	e_1	e_2	e_3	e_4	funktionen
U1	L	L	H	X	H	H	UR	UR	UR	UR	I
U2	L	L	H	X	H	L	UR	UR	UR	UN	I
U3	L	L	H	X	L	L	UR	UR	UN	UN	I
U4	L	L	L	X	H	H	UR	UR	UR	UR	I, II
U5	L	L	L	X	H	L	UR	UR	UR	UN	I, II
U6	L	L	L	X	L	L	UR	UR	UN	UN	I, II
U7	L	H	H	X	H	H	UR	UR	UR	UR	III
U8	L	H	H	X	H	L	UR	UR	UR	UN	III
U9	L	H	H	X	L	L	UR	UR	UN	UN	III
U10	L	H	L	X	H	H	UR	UR	UR	UR	III, IV
U11	L	H	L	X	H	L	UR	UR	UR	UN	III, IV
U12	L	H	L	X	L	L	UR	UR	UN	UN	III, IV

UR unabhängig rastend
UN unabhängig nichtrastend
X beliebiger logischer Pegel H oder L
I e_z = «L» versetzt alle Kanäle in den Ruhezustand
II jede Betätigung von e_1 versetzt die Kanäle 2 bis 4 in den Ruhezustand
III e_Z = «L» versetzt die Kanäle 1, 2 in den Ruhezustand
IV jede Betätigung von e_1 versetzt den Kanal 2 in den Ruhezustand

Aus dieser kurzen Übersicht zur Arbeitsweise wird offensichtlich, daß sich eine Vielzahl unterschiedlicher Betriebsarten programmieren lassen. Diese werden in 3 Gruppen unterteilt:
- unabhängige Betriebsart (U),
- abhängige Betriebsart (A),
- hybride Betriebsart (H).

Die Wahl dieser 3 Hauptbetriebsarten geschieht über die Eingänge e_U und e_K, entsprechend der Zusammenstellung in Tabelle 1.4. Es zeigt sich, daß für die IS *U 705 D* 48 (!) verschiedene Betriebsarten existieren. Über den Eingang e_V kann mit e_V = «L» der Kanal 1 der IS abhängig von der mit e_U und e_K gewählten Grundbetriebsart Sonderfunktionen übernehmen. Über den Eingang e_R kann ebenfalls je nach gewählten Grundbetriebsart durch e_R = «H» der Zustand abhängiger Kanäle verriegelt werden. Darüber hinaus ist es

Tabelle 1.4. Fortsetzung

Betriebsart	Eingänge						Funktion				Sonder-
	e_U	e_K	e_V	e_R	e_{D3}	e_{D4}	e_1	e_2	e_3	e_4	funktionen
A1	H	L	H	L	H	H	AR	AR	AR	AR	I
A2	H	L	H	L	H	L	AR	AR	AR	AN	I
A3	H	L	H	L	L	L	AR	AR	AN	AN	I
A4	H	L	H	a_G	H	H	AR	AR	AR	AR	I, V
A5	H	L	H	a_G	H	L	AR	AR	AR	AN	I, V
A6	H	L	H	a_G	L	L	AR	AR	AN	AN	I, V
A7	H	L	H	a_{Z1}	H	H	AR	AR	AR	AR	I, VI
A8	H	L	H	a_{Z1}	H	L	AR	AR	AR	AN	I, VI
A9	H	L	H	a_{Z1}	L	L	AR	AR	AN	AN	I, VI
A10	H	L	L	L	H	H	AR	AR	AR	AR	I, VII
A11	H	L	L	L	H	L	AR	AR	AR	AN	I, VII
A12	H	L	L	L	L	L	AR	AR	AN	AN	I, VII
A13	H	L	L	a_G	H	H	AR	AR	AR	AR	I, VII, VIII
A14	H	L	L	a_G	H	L	AR	AR	AR	AN	I, VII, VIII
A15	H	L	L	a_G	L	L	AR	AR	AN	AN	I, VII, VIII
A16	H	L	L	a_{Z1}	H	H	AR	AR	AR	AR	I, VII, IX
A17	H	L	L	a_{Z1}	H	L	AR	AR	AR	AN	I, VII, IX
A18	H	L	L	a_{Z1}	L	L	AR	AR	AN	AN	I, VII, IX

AR abhängig rastend
AN abhängig nichtrastend
V Betätigung einer beliebigen R-Taste verriegelt alle AR-Tasten
VI Betätigung der Taste e_1 verriegelt alle AR-Tasten
VII Taste e_1 entriegelt sich selbst bei erneutem Betätigen

Tabelle 1.4. Fortsetzung

Betriebsart	Eingänge						Funktion				Sonder-
	e_U	e_K	e_V	e_R	e_{D3}	e_{D4}	e_1	e_2	e_3	e_4	funktionen
H1	H	H	H	L	H	H	AR	AR	UR	UR	III
H2	H	H	H	L	H	L	AR	AR	UR	UN	III
H3	H	H	H	L	L	L	AR	AR	UN	UN	III
H4	H	H	H	a_G	H	H	AR	AR	UR	UR	III, V
H5	H	H	H	a_G	H	L	AR	AR	UR	UN	III, V
H6	H	H	H	a_G	L	L	AR	AR	UN	UN	III, V
H7	H	H	H	a_{Z1}	H	H	AR	AR	UR	UR	III, VI
H8	H	H	H	a_{Z1}	H	L	AR	AR	UR	UN	III, VI
H9	H	H	H	a_{Z1}	L	L	AR	AR	UN	UN	III, VI
H10	H	H	L	L	H	H	AR	AR	UR	UR	III, VII
H11	H	H	L	L	H	L	AR	AR	UR	UN	III, VII
H12	H	H	L	L	L	L	AR	AR	UN	UN	III, VII
H13	H	H	L	a_G	H	H	AR	AR	UR	UR	III, VIII
H14	H	H	L	a_G	H	L	AR	AR	UR	UN	III, VIII
H15	H	H	L	a_G	L	L	AR	AR	UN	UN	III, VIII
H16	H	H	L	a_{Z1}	H	H	AR	AR	UR	UR	III, IX
H17	H	H	L	a_{Z1}	H	L	AR	AR	UR	UN	III, IX
H18	H	H	L	a_{Z1}	L	L	AR	AR	UN	UN	III, IX

VIII Betätigung einer beliebigen R-Taste verriegelt alle AR-Tasten außer e_1

IX Betätigung der Taste e_1 verriegelt alle AR-Tasten außer e_1 selbst

möglich, über e_Z = «L» bestimmte Kanäle des Schaltkreises in den Ruhestand zu versetzen, auch dann, wenn der Schaltzustand über e_R = «H» verriegelt ist.

Bei einer Kaskadierung mehrerer IS gilt Tabelle 1.4. entsprechend für jede einzelne IS. Dabei ergibt sich eine abhängige Betriebsart auf alle IS übergreifend für den Fall, daß folgende Verknüpfungen realisiert werden:

- a_V aller IS verbinden,
- $e_{W\,1}$ = «H»; $e_{W\,n}$ = $e_{W\,n-1}$ (e_W nachfolgender Schaltkreis = e_W vorausgehender Schaltkreis),
- alle e_Z parallel, wenn gemeinsames Rücksetzen notwendig,

– alle e_R parallel und e_R gleich ODER-Verknüpfung aller a_G, vorausgesetzt, daß die Betriebsarten A1 ... A9 bzw. H4 ... H9 programmiert werden sollen.

Die Betriebsarten A13 ... A18 bzw. H13 ... H18 (Sonderfunktion des Kanals 1) werden nur am 1. Schaltkreis realisiert. Daraus folgt: e_V = «L» am 1. Schaltkreis und e_V = «H» für alle anderen verknüpften IS, sowie alle e_R parallel und $e_R = e_{Z1\,1.\,IS}$.

Zum Schluß dieses Abschnitts noch den Hinweis, daß bei gleichzeitigem Betätigen mehrerer abhängiger Tasten zunächst alle abhängigen Tastenkanäle abschalten. Dieser Zustand bleibt erhalten, solange die Mehrfachbedienung anhält. Die zuletzt gedrückte Taste wird dann in das Speicher-Flip-Flop eingeschrieben. Generell wird bei Betätigung einer abhängigen Taste zunächst die bisher aktivierte Taste entriegelt und erst nach der Verzögerungszeit von etwa 100 μs der neue Ausgangszustand ausgegeben. Der Fall einer «Doppelbetätigung» ist folglich für abhängige Tasten durch schaltkreisinterne Maßnahmen nicht möglich.

2. Anwendungen in der Unterhaltungselektronik

2.1. Programmwahleinheit mit Sensortasten zur Anwendung in Rundfunk- und Fernsehgeräten

Seit Jahren hat sich die spannungsgesteuerte Abstimmung der Empfangsfrequenz in Fernsehgeräten und FM-Rundfunktunern durchgesetzt. Diese Tatsache führte zu der Möglichkeit, die entsprechenden Geräte mit Festfrequenztasten auszurüsten und den Bedienkomfort dieser Geräte damit wesentlich zu erhöhen. Früher wurde diese Funktion in preiswerter und zugleich wenig zuverlässiger Weise mit abhängigen, mechanischen Tastensätzen realisiert. Seit etwa 10 Jahren existiert darüber hinaus die vollelektronische Lösung dieses Problems: Sensor-Tasten mit speziell für diesen Einsatzfall vorgesehenen Schaltkreisen. Als Beispiel sei die MOS-IS *U 700 D* genannt, ein 6-Kanal-Sensorschaltkreis, siehe [19].
Die in diesem Band erläuterten Schaltkreise lassen gegenüber dem seit 10 Jahren produzierten Typ *U 700 D* günstigere Lösungen (Kanalzahl, Erweiterbarkeit) zu; deshalb wird auf eine Beschreibung der IS *U 700 D* im Rahmen dieser Broschüre verzichtet.
Im vorliegenden Abschnitt sollen Standardlösungen für elektronische Abstimmkonzepte am Beispiel von Sensor-Tastenaggregaten für TV- und FM-Rundfunkempfänger vorgestellt werden.
Bild 2.1 zeigt zunächst die Prinzipschaltug eines solchen Sensor-Tastenaggregats. Die Gesamtschaltung teilt sich dabei in folgende Teilschaltungen:

- Eingangsschaltung zur Ansteuerung der Sensor-Kontakte, Speicher- und Dekoder-IS,
- Anzeigetreiberschaltung und Rückmeldeanzeige,
- Programmwahlteil mit den Einstellern für die Abstimmspannung und
- Schaltungsteil für Zusatzfunktionen, so z. B. Bandumschaltung bei TV-Empfängern oder Stummtast- und AFC-Austastimpulserzeugung in FM-Tunern.

In den nachstehenden Beispielschaltungen wird nicht auf einzelne handelsübliche Konsumgüter eingegangen, obwohl diese nach den

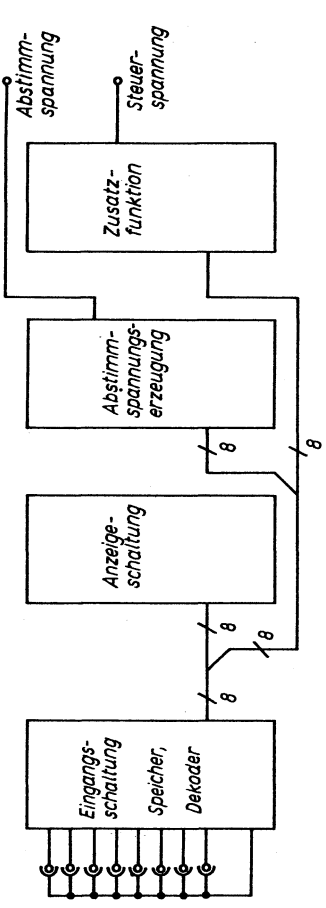


Bild 2.1 Prinzipschaltung eines Sensortastenaggregats

gleichen Grundprinzipien entwickelt werden. Vielmehr werden die einzelnen Teilschaltungen aus der oben angeführten Systematik anhand verschiedener Realisierungsmöglichkeiten vorgestellt. Bild 2.2 enthält die Schaltung eines Sensor-Eingangsteils mit Speicher- und Dekoder-IS *U 710 D* bzw. *U 711 D*. Bevor die Schaltung erklärt wird, noch einige Worte zur Betriebsspannungsversorgung.

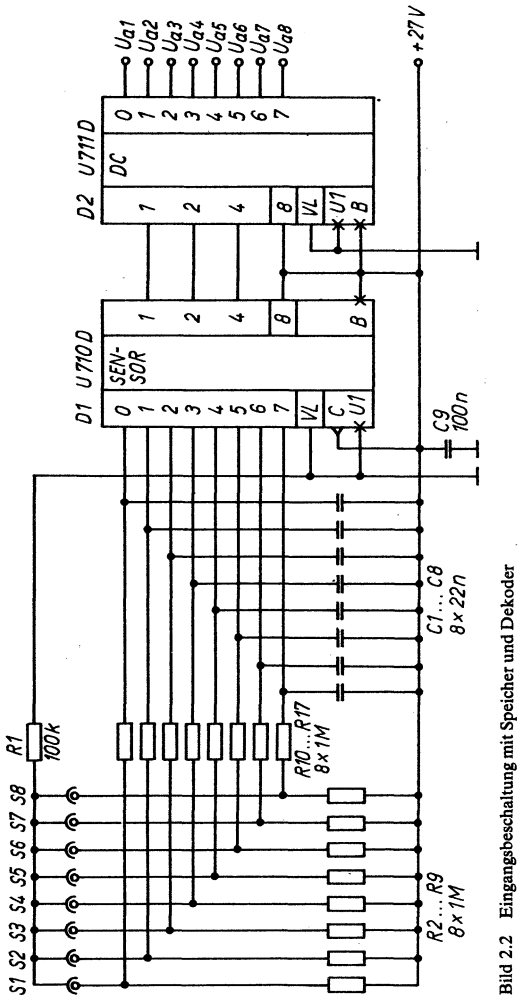


Bild 2.2 Eingangsbeschaltung mit Speicher und Dekoder

Da alle genutzten TV- und FM-Tuner eine positive Abstimmspannung benötigen, wird den IS in den gezeigten Anwendungen keine negative Betriebsspannung zugeführt (wie unter 1.2. bzw. 1.3. beschrieben), sondern eine positive. Für die IS selbst ist das un-

wesentlich, solange die Spannungsdifferenz zwischen 2 IS-Anschlüssen, also z. B. zwischen U_1 und Bulk, dem vom Hersteller geforderten Wert entspricht. Für den Schaltungsentwickler bedeutet das eine andere Festlegung des Spannungsbezugspunkts in seiner Schaltung (Definition des Massepunkts). Dabei muß lediglich beachtet werden, daß sich auch die Spannungswerte für die logischen Pegel entsprechend verschieben. Für die in Bild 2.2 gezeigte Schaltung gilt dann:

$U_1 = 0\,\text{V}$ und Bulk $= +27\,\text{V}$,

$+25\,\text{V} \leq U_\text{H} \leq +27\,\text{V}$ und (2.1)

$+2\,\text{V} \leq U_\text{L} \leq +18\,\text{V}$. (2.2)

Bei der Dimensionierung der Eingangsspannungsteiler (Bild 2.2) wurde eine gegenüber Industrie-Schaltungen niederohmigere Schaltung gewählt, da Widerstände mit Werten über 10 MΩ für den Amateur in der Regel schlecht erhältlich sind. Zur Erläuterung der Spannungspegel am Schaltkreiseingang ist in Bild 2.3 ein einzelner dieser Spannungsteiler dargestellt. Während der statischen Betrachtung kann der Tiefpaß $R_{10} \ldots R_{17}$, $C_1 \ldots C_8$ vernachlässigt werden. Für die Schaltkreiseingangsspannung gilt:

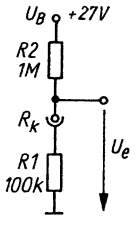
$$U_\text{e} = \frac{R_1 + R_\text{K}}{R_1 + R_\text{K} + R_2} \cdot U_\text{B} \tag{2.3}$$

Verwendet man einen «Kontaktwiderstand» von $R_{\text{K aus}} = 20\,\text{M}\Omega$ für den unbetätigten Kontakt und von $R_{\text{K ein}} = 1{,}5\,\text{M}\Omega$ für den betätigten Kontakt, ergeben sich mit Gl. (2.3) folgende Schaltkreiseingangsspannungen:

$25{,}7\,\text{V} \leq U_\text{H}$ und (2.4)

$2{,}5\,\text{V} \leq U_\text{L} \leq 16{,}6\,\text{V}$. (2.5)

Dabei wurde für $R_{\text{K ein}}$ auch der Kurzschlußfall berücksichtigt. Der Vergleich der auf diese Weise erhaltenen Spannungswerte mit denen in Gl. (2.1) und Gl. (2.2) macht deutlich, daß die geforderten



R_k - Kontaktwiderstand des Sensorkontakts

U_e - Schaltkreiseingangsspannung

Bild 2.3
Einzeldarstellung eines Spannungsteilers

Logikpegel mit Sicherheit eingehalten werden – selbst in den ungünstigen Fällen eines verschmutzten Kontakts bzw. trockener Haut.
Damit wurde nachgewiesen, daß die in Bild 2.2 angegebene Dimensionierung der Spannungsteilerwiderstände allen Ansprüchen gerecht wird.
Außer den analysierten Spannungsteilern gehören zur Eingangsschaltung der IS D_1 noch die ebenfalls schon erwähnten Tiefpaßfilter $R_{10} \ldots R_{17}$ und $C_1 \ldots C_8$. Mit einer Grenzfrequenz von weniger als 10 Hz unterdrücken sie eventuelle über die Sensorkontakte eingestreute Störimpulse. Den Ausgang dieser Teilschaltung bildet das vom Schaltkreis D_2 gelieferte, 8polige Leitungsbündel. Eine aktivierte Ausgangsleitung wird durch die entsprechende Eintransistorausgangsstufe der IS D_2 an Bulk geschaltet, d. h. an +27 V. Alle anderen Leitungen führen kein Potential.
Das 8polige Leitungsbündel gelangt zunächst weiter zur Anzeigeteilschaltung. Dadurch wird eine optische Rückmeldung über den angewählten Kanal möglich. Für diese Rückmeldung kommen 2 Schaltungen in Betracht: Eine mit 8 einzelnen LED oder eine Schaltung mit einer 7-Segment-Anzeige und direkter Zifferndarstellung.
Die erstgenannte Variante zeigt Bild 2.4. Sie besteht aus 8 Kollektorstufen. Der Strombegrenzungswiderstand R_9 wird von allen Stufen benutzt, da stets nur eine der Stufen durchgesteuert sein kann. Die Widerstände $R_1 \ldots R_8$ bewirken die Basisstrombegrenzung der Transistoren $V_1 \ldots V_8$. Da die steuernden Spannungen $U_{a\,i}$ (i = 1 ... 8) im Einschaltzustand größer als die Kollektorspannungen der Transistoren sind, liegt deren Emitterpotential bis auf die Kollektor-Emitter-Restspannung an +15 V. Damit ergibt sich bei einer LED-Flußspannung von $U_F = 1{,}8$ V und mit $R_9 = 680\,\Omega$ ein LED-Flußstrom von etwa 18 mA.
Die Darstellung in Bild 2.5 zeigt eine andere Möglichkeit der Kanalanzeige. In dieser Schaltung wird ein 7-Segment-Anzeigetableau H_1 verwendet. Die Umkodierung des 1-aus-8-Kodes in den 7-Segment-Kode erfolgt in diesem Fall mit einer Diodenmatrix. Die nicht benötigten Anzeigebalken werden bei Ansteuerung der Anzeige kurzgeschlossen. Damit braucht man weniger Dioden für die Umkodier-Matrix als im umgekehrten Fall. Tabelle 2.1 gibt darüber Auskunft.
Die Transistoren $V_1 \ldots V_7$ bilden die bereits aus Bild 2.4 bekann-

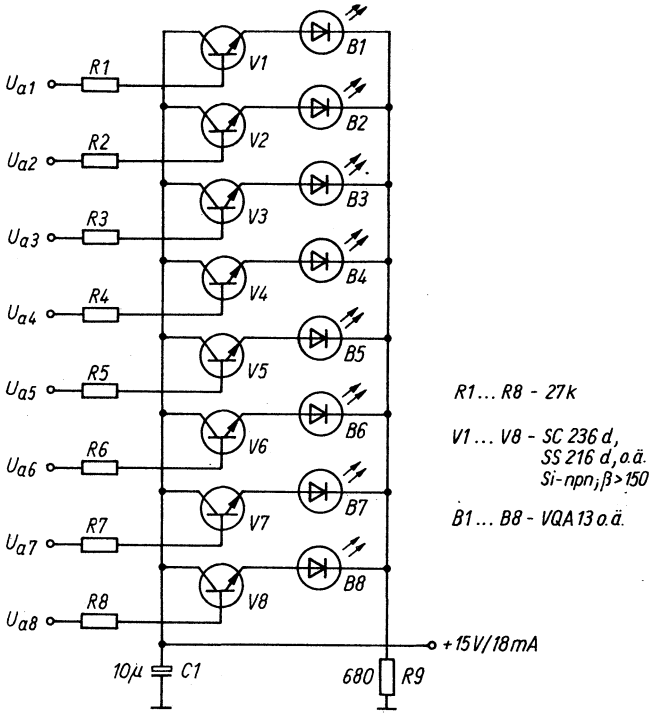


Bild 2:4 Rückmeldeschaltung mit 8 LED

Tabelle 2.1. Übersicht über die 7-Segment-Darstellung

Segment	1	2	3	4	5	6	7	8
A	x			x				
B					x	x		
C		x						
D	x			x			x	
E	x		x	x	x		x	
F	x	x	x				x	
G	x						x	

x dunkelzusteuernde Balken

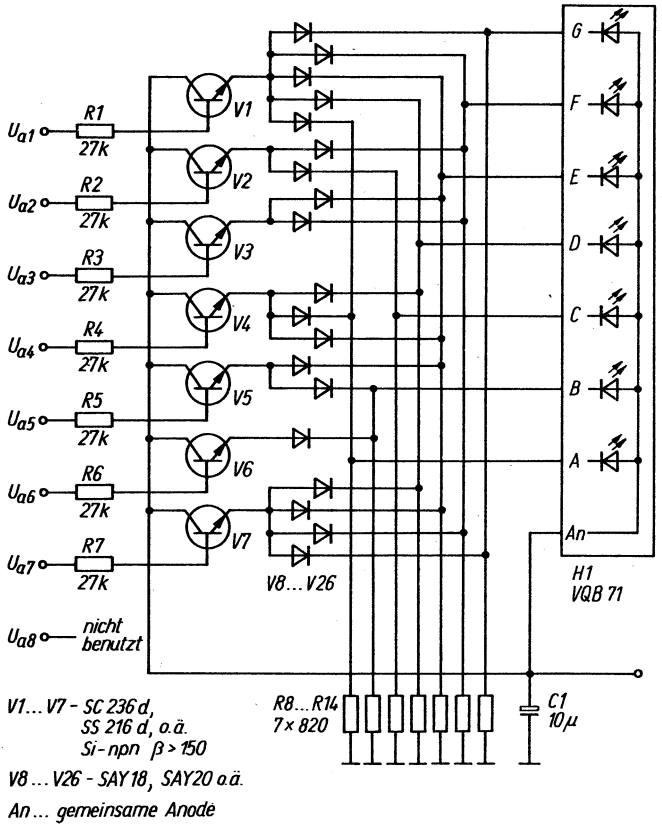


Bild 2.5 Rückmeldeschaltung mit LED-7-Segment-Anzeige

ten Kollektorstufen und $R_1 \ldots R_7$ deren Basisvorwiderstände. Die Strombegrenzungswiderstände $R_8 \ldots R_{14}$ liefern den Strom für die 7-Segment-Anzeige H_1. Sollen Segmente nicht leuchten, übernimmt der durchgesteuerte Transistor über die entsprechenden Dioden der Matrix $V_8 \ldots V_{26}$ den LED-Strom. Der Gesamtsegmentstrom von 7×14 mA = 98 mA muß von der +15-V-Spannungsquelle ständig zur Verfügung gestellt werden. Statt des 7 mm

hohen Anzeigetableaus *VQB 71* kann auch eine Hälfte einer *VQE 24* eingesetzt werden.

Die Verwendung einer Fluoreszenzanzeigeröhre ist ebenfalls möglich. Relativ weit verbreitet ist der SU-Typ *ИВ-6 (IW-6)* mit einer Ziffernhöhe von 11 mm. Bild 2.6 zeigt die Schaltung einer solchen Anzeige. In dieser Darstellung wird als Dekodierschaltkreis der Zähler/Dekoder *U 121 D* genutzt. Dazu ist es notwendig, nicht das Leitungsbündel $U_{a1} \ldots U_{a8}$ auszuwerten, sondern direkt die am Ausgang von IS D_1 in Bild 2.2 liegenden BCD-Informationen 1, 2 und 4. Zur Arbeitsweise der IS *U 121 D* siehe [14].

Da die Segmentströme des Digitrons V_1 unter 0,5 mA liegen [6], können die Segmente direkt an den Schaltkreisausgang von D_1 angeschlossen werden. Der Arbeitspunkt der Heizung liegt bei 1,2 V/50 mA. Die Heizung wird über den Vorwiderstand R_1 aus der +14 V-Hilfsspannung versorgt. Da die maximal zulässige Anoden-bzw. Gitterspannung von V_1 25 V beträgt, die IS D_1 jedoch etwa 27 V Ausgangsspannung liefert, wird das Heizungspotential mit der Z-Diode V_2 gegenüber Masse angehoben (Heizung = Katode).

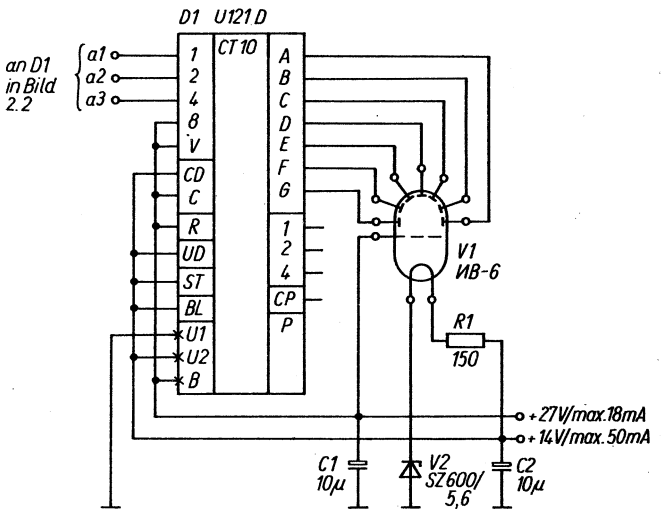


Bild 2.6 Rückmeldeschaltung mit Digitronanzeigeröhre

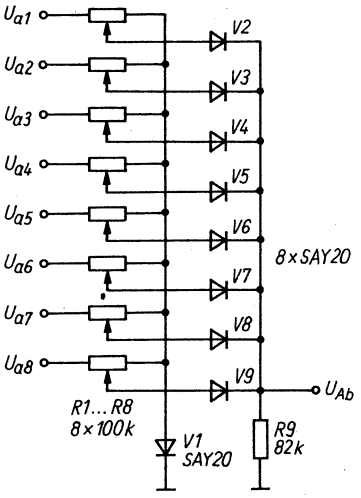


Bild 2.7
Abstimmspannungserzeugung

Im Anschluß soll das Programmwahlteil, dargestellt in Bild 2.7, näher erläutert werden. Die Schaltung besteht aus 8 Potentiometern bzw. 1 Potentiometer und 7 Einstellern $R_1 \ldots R_8$, den Entkopplungsdioden $V_2 \ldots V_9$ und einer Kompensationsdiode V_1. Diese Diode V_1 gleicht die Flußspannung aus, die über einer einzelnen Diode $V_2 \ldots V_9$ abfällt, weil an den Schleifern von $R_1 \ldots R_8$ sonst mindestens $U_{Ab} + U_F$, also eine um etwa 0,7 V höhere Abstimmspannung erzeugt werden müßte. Wesentlicher ist jedoch der Ausgleich des durch $V_2 \ldots V_9$ verursachten Temperaturgangs. Der Widerstand R_9 bewirkt eine Scherung der Potentiometerkennlinie. Dadurch ergibt sich ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen Abstimmspannung und Potentiometerdrehwinkel. Dieser Zusammenhang ist wünschenswert, da die Abstimmcharakteristik der Kapazitätsdioden im Tuner ebenfalls nichtlinear ist. Die erzeugte Abstimmspannung U_{Ab} liegt je nach Potentiometerstellung zwischen 0 V und 26 V. Sie gelangt entweder direkt zum Tuner des TV- bzw. FM-Empfängers oder wird in speziellen Schaltungen mit der AFC-Spannung beaufschlagt.
Ein Beispiel zur Realisierung zusätzlicher Funktionen stellt die Bandumschaltung in TV-Empfängern dar, die der Leser in Bild 2.8

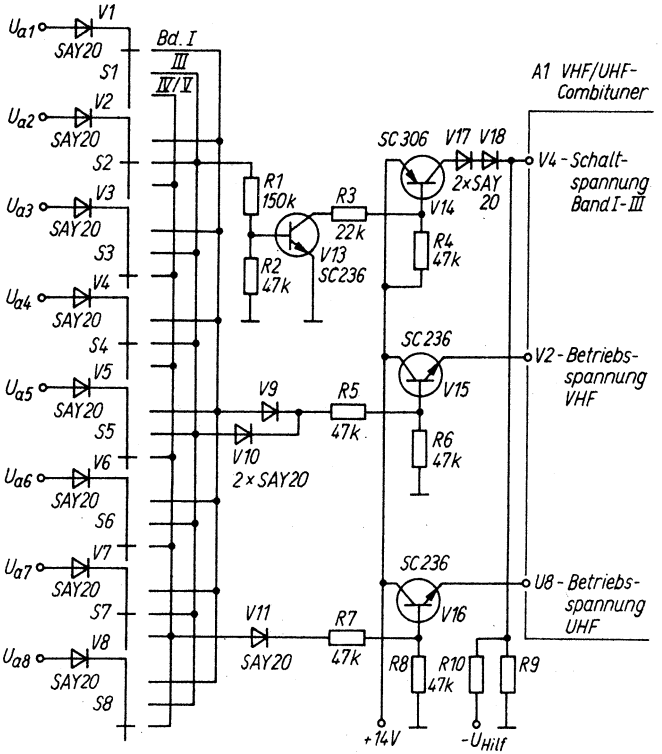


Bild 2.8 Zusatzschaltung „Bandumschaltung für TV-Empfänger"

findet. Der vollelektronische VHF-UHF-Tuner benötigt 3 Versorgungsspannungen [7]:

- Betriebsspannung UHF (+12 V) an Anschluß U8,
- Betriebsspannung VHF (+12 V) an Anschluß V2 und
- Umschaltspannung Band I/III (−10 V/+12 V) an Anschluß V4.

Die Schaltung in Bild 2.8 hat die Aufgabe, je nach angewähltem Band die in Tabelle 2.2 angegebenen Spannungsbelegungen für den Tuner A_1 zu realisieren.

Die Dioden $V_1 \ldots V_8$ bewirken eine Entkopplung der 8 Eingangsspannungen; die Schalter $S_1 \ldots S_8$ sind die Bandwahlschalter. Zur Bereitstellung der UHF-Betriebsspannung gelangt die Eingangs-

Tabelle 2.2. Betriebsspannungsbelegung des vollelektronischen VHF-UHF-Tuners

Band	V2	V4	U8
I	+ 12 V	− 10 V	0 V
III	+ 12 V	+ 12 V	0 V
IV/V	0 V	− 10 V	+ 12 V

spannung $U_{a\,i}$ (i = 1 ... 8, je nach Schalterstellung S_i) über die Diode V_{11} auf den 1:1-Spannungsteiler R_7, R_8. Damit stellt sich an der Basis von V_{16}, unter Berücksichtigung der Flußspannungen der Entkopplungsdioden und der Diode V_{11}, eine Basisspannung von etwa 12,7 V ein. Der Transistor V_{16} steuert aus diesem Grund bis auf eine Emitterspannung von 12 V auf, d. h., der Anschluß U8 des Tuners A_1 erhält die Betriebsspannung von +12 V.

In analoger Weise liegt am Anschluß V2 des Tuners A_1 eine Betriebsspannung von +12 V an, vorausgesetzt, daß Band I oder Band III angewählt wurde. Die Dioden V_9 oder V_{10} sowie R_5, μ_6 und der Transistor V_{15} wirken wie eben für UHF beschrieben. Die Umschaltung zwischen Band I und Band III wird wie folgt realisiert: Für den Fall, daß nicht Band III angewählt ist, wird der Anschluß V4 des Tuners A_1 über den Spannungsteiler R_{10}, R_9 an −10 V gelegt, da die Transistoren V_{13}, V_{14} sperren. Die Dimensionierung dieses Spannungsteilers richtet sich nach der zur Verfügung stehenden negativen Hilfspannung U_{Hilf}. Der Widerstand R_4 gewährleistet das sichere Sperren des Transistors V_{14}.

Wird nun Band III angewählt, steuert der Transistor V_{13} über R_1 voll durch. Dadurch wird der Transistor V_{14} über R_3 ebenfalls durchgesteuert. Sein Kollektorpotential liegt bis auf die Kollektor-Emitter-Restspannung an +14 V. Die Dioden V_{17}, V_{18} vermindern durch ihre Flußspannungen die Kollektorspannung von V_{14} auf die am Anschluß V4 des Tuners A_1 geforderten +12 V.

Als weiteres Beispiel einer Zusatzfunktion soll die Stummschaltung und AFC-Abschaltung bei FM-Tunern betrachtet werden. Dazu ist es notwendig, einen Impuls von etwa 200 bis 300 ms Länge zu erzeugen. Eine entsprechende Schaltung ist in Bild 2.9 dargestellt. Die Wirkungsweise dieser Schaltung soll anhand von Kanal 1 erläutert werden. Wird dieser Kanal eingeschaltet, springt die

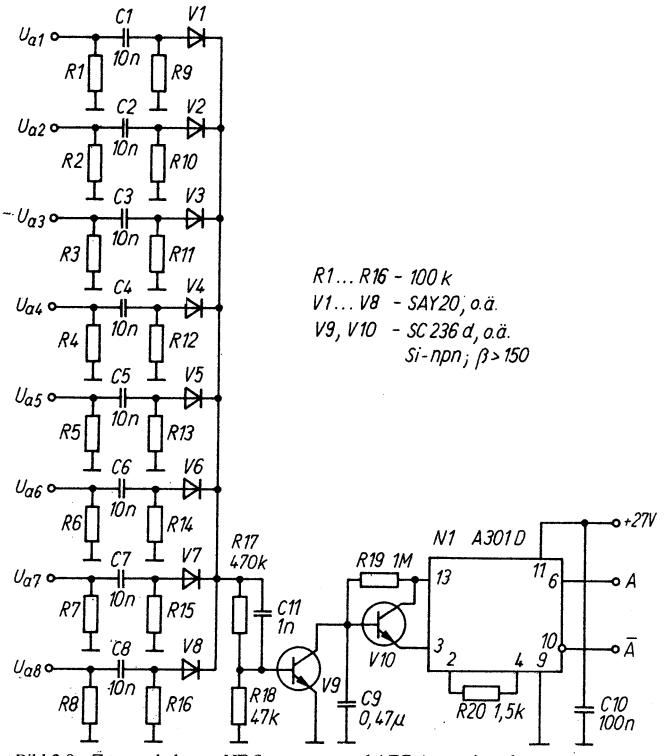


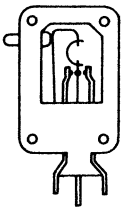
Bild 2.9 Zusatzschaltung «NF-Stummtast- und AFC-Austastimpulserzeugung»

Spannung am Widerstand R_1 von 0 V auf etwa +27 V. Dieser Spannungssprung wird mit dem Differenzierglied C_1, R_9 zu einem Nadelimpuls geformt. Über die Entkoppeldiode V_1 und den Spannungsteiler R_{17}, R_{18} gelangt dieser positive Nadelimpuls auf die Basis des Transistors V_9 und steuert diesen durch. Dabei verbessert der Kondensator C_{11} das Schaltverhalten. Der Kondensator C_9 wird über V_9 nahezu vollständig entladen. Die Eingangsspannung am Anschluß 3 der IS N_1 ist deshalb geringer als die Ausschaltschwelle des durch N_1 gebildeten Triggers. Der Emitterfolger V_{10} verursacht eine Vergrößerung des Eingangswiderstandes der Triggerschaltung. Nach dem Ende des Nadelimpulses sperrt V_9 erneut,

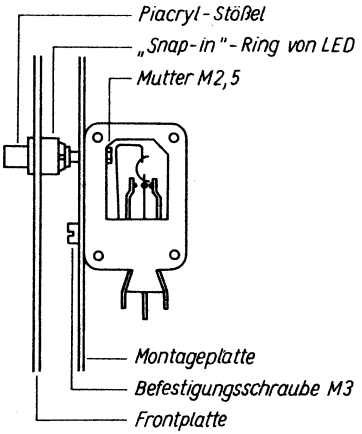
und der Kondensator C_9 wird über den Widerstand R_{19} in positiver Richtung aufgeladen. Bei Erreichen der Einschaltschwelle kippt der Trigger N_1 abermals in seine Ruhelage. Die Zeitkonstante der durch den Integrator R_{19}, C_9 und den Trigger N_1 gebildeten monostabilen Schaltung beträgt etwa 250 ms, abhängig von der Dimensionierung der Bauelemente R_{19}, C_9 und R_{20}.
Der bei Abschalten einer der Spannungen U_{ai} (i = 1 ... 8) entstehende Spannungssprung von +27 V auf 0 V wird in einen negativen Nadelimpuls umgewandelt, bleibt aber wegen der dann sperrenden Entkopplungsdiode V_i unwirksam. Mit den Dioden V_1 ... V_8 bewirkt man eine ODER-Verknüpfung der Einschaltnadelimpulse aller Kanäle.
Die Ausgänge der IS N_1 sind 2 in ihrer logischen Wirkung inverse Transistorstufen mit offenem Kollektor. Deshalb kann eine Verknüpfung der in Bild 2.9 gezeigten Schaltung mit NF-Austaststufen bzw. AFC-Schaltstufen relativ einfach hergestellt werden. Die konkreten Schaltungsdetails sind vom jeweiligen NF- bzw. ZF-Schaltungskonzept abhängig. Sie werden in diesem Band nicht dargestellt.
Zur Anregung für eigene Experimente sei als weitere Zusatzschaltung, ähnlich der Bandumschaltung in TV-Geräten, die Antennenumschaltung bei FM-Tunern genannt.

2.2. Programmwahleinheit mit Kurzhubtasten

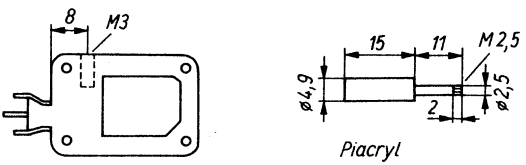
Die Programmwahleinheit mit Kurzhubtasten wird in verstärktem Maße an Stelle der Sensortastenaggregate eingesetzt, da entgegen den Erwartungen eine unzureichende Langzeitstabilität der elektrischen Eigenschaften von Sensorkontakten (Verschmutzung) auftritt. Ein weiterer Grund, der die Ablösung der Sensorkontakte gefördert hat, liegt in der Entwicklung hochwertiger Taster, z. B. auf der Basis von Elastomerkontakten („leitfähiger Gummi"), Reed-Kontakten oder Hall-Elementen.
Im Amateurbereich sind in diesem Zusammenhang z. B. Mikrotaster anwendbar. Ein vom Autor bereits jahrelang verwendeter modifizierter Mikrotaster wird im Bild 2.10 veranschaulicht. Dabei sind zwei mechanische Änderungen am Mikrotaster notwendig: das Anbringen eines Gewindes M3 zur späteren Befestigung des Tasters an der Montageplatte und die Anfertigung eines verlänger-



a)



b)



c)

Bild 2.10 Mikrotaster als Kurzhubtaste;
a – Originalzustand, b – modifizierter Mikrotaster in Einbaulage, c – mechanische Änderungen

ten Stößels. Dieser Stößel wurde aus Piacryl gedreht und hat den Durchmesser einer LED. Zur Führung des Stößels in der Frontplatte bewährt sich der Einsatz eines LED-Befestigungsrings (Snap-In-Ring). Da sich auf der Frontplatte in der Regel ebenfalls LED befinden, ergibt sich ein einheitlicher optischer Gesamteindruck. Soweit kurz zu dieser mechanischen Einzelheit.

Die Schaltungstechnik einer Programmwahleinheit unter Nutzung von Kurzhubtasten unterscheidet sich nicht von der in Bild 2.1 angegebenen Struktur. Lediglich das Eingangsteil ist gegenüber der Schaltung nach Bild 2.2 verändert. Es können deshalb alle sonstigen in Abschnitt 2.1 gezeigten Teilschaltungen verwendet werden.

Das Eingangsteil mit Speicher- und Dekoder-IS unter Verwendung von Kurzhubtasten zeigt Bild 2.11. Gegenüber der Verwendung von Sensortasten verringert sich der Aufwand an Beschaltungselementen. Auf diese Weise entfallen die Tiefpaßfilter zur Störsignalunterdrückung. Außerdem können die Spannungsteilerwiderstände niederohmiger dimensioniert werden. Mit den in Bild 2.11 angegebenen Bauelementewerten für $R_1 \ldots R_9$ ergeben sich Schaltkreiseingangsspannungen von $U_H = +27$ V und $U_L = +9{,}7$ V. Ein Vergleich dieser Werte mit Gl. (2.1) und Gl. (2.2) beweist, daß die logischen Pegel mit Sicherheit eingehalten werden.

Weitere Ausführungen erübrigen sich, da alle anderen Teilschaltungen des Abschnitts 2.1 ohne Änderung übernommen werden können.

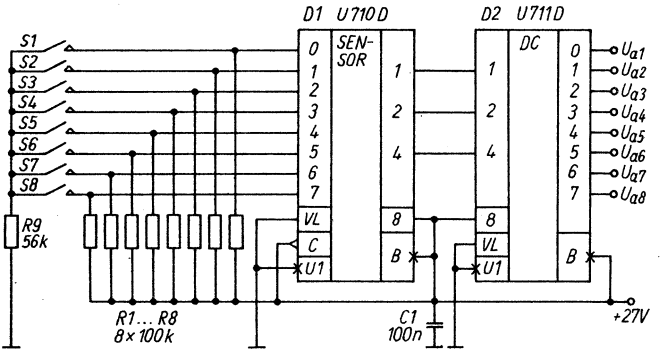


Bild 2.11 Eingangsteil mit Kurzhubtasten, Speicher und Dekoder

2.3. Drahtgebundene Kanalfortschaltung bei Programmwahleinheiten mit den IS *U 710 D/U 711 D*

Häufig besteht der Wunsch, wenigstens ein Minimum an Gebrauchswerterhöhung durch Nachrüsten industrieller Geräte zu erreichen. Das Bild 2.12 vermittelt eine für diesen Fall vorgesehene Schaltungsvariante: die drahtgebunde Kanal-Fernsteuerung.
Im Sinne einer hohen Störsignalsicherheit der Schaltung befindet sich am Eingang der Schaltung ein Tiefpaßfilter R_1, C_2. Dieser Tiefpaß trägt einerseits zur Entprellung der Taste S_1 bei und damit zur Vermeidung von mehrfachem Fortschalten bei einmaliger Tastenbetätigung. Andererseits werden Störspannungen unterdrückt, die auf die – unter Umständen lange – Zuleitung zum Taster S_1 eingekoppelt werden. Der Kondensator C_2 des Tiefpaßfilters wurde nach +27 V und nicht nach Masse gelegt, um ein unerwünschtes Auslösen beim Einschalten der Betriebsspannung zu vermeiden (Gewährleistung der schaltkreisinternen Vorzugslage).
Die beiden Gatter der IS D_1 bilden mit den Widerständen R_3, R_4 eine Triggerschaltung, die es ermöglicht, daß die durch den Tiefpaß verschliffenen Tastenimpulse in ihrer Flankensteilheit regeneriert werden. Für diesen Trigger sind auch andere Schaltungsvarianten denkbar, vgl. z. B. [3].
Der Widerstand R_2 sichert bei geöffneter Taste S_1 einen definierten Eingangspegel für den Trigger. Das Differenzierglied C_3, R_5 formt aus den Rechteckimpulsen des Triggers negative Nadelimpulse von etwa 100 μs Länge, wie es vom Hersteller der IS *U 710 D* gefordert wird. Mit der Diode V_1 werden die während der Triggerrück-

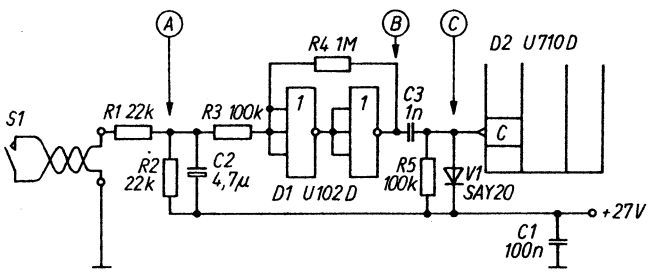


Bild 2.12 Drahtgebundene Kanalfortschaltung bei der IS *U 710 D*

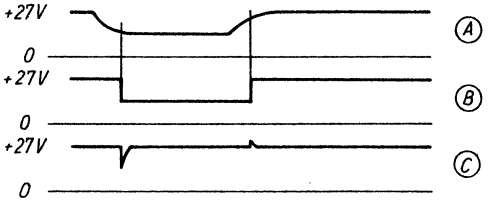


Bild 2.13
Impulsübersicht
zu Bild 2.12

flanke über R_5 entstehenden positiven Nadelimpulse abgeleitet und damit der Takteingang vor Überspannungen geschützt. Das Bild 2.13 verdeutlicht anhand der Impulsübersicht an verschiedenen Punkten der Schaltung deren Wirkungsweise.

2.4. Elektronische Signalquellenumschaltung im NF-Verstärker

Innerhalb dieses Abschnitts wird ein weiteres Beispiel für die Ablösung mechanischer Tastensätze gegeben. Dies dürfte für den Amateur besonders dadurch interessant sein, da sich NF-Verstärker als Eigenbauprojekte nach wie vor großer Beliebtheit erfreuen.
Das Gesamtschaltbild des NF-Verstärkers würde den Rahmen dieses Bandes sprengen. Deshalb soll nur auf die Realisierung des elektronischen Tastensatzes und die zum Verständnis notwendigen Details der NF-Schaltung eingegangen werden.
Bild 2.14 zeigt den Übersichtsschaltplan eines HiFi-NF-Verstärkers. Die Eingangssignale gelangen von 6 stereofonen Quellen über Vorverstärkerstufen mit Pegelvoreinstellern auf eine FET-Schaltermatrix. Vom elektronischen Tastensatz gesteuert, wird mit der FET-Schaltermatrix das entsprechende Quellensignal weitergeleitet. Innerhalb der Baugruppe FET-Schaltermatrix werden beide Stereokanäle parallelgeschaltet (mono). Das ausgewählte Quellensignal gelangt zu einer Rauschunterdrückerschaltung (DNL – dynamic noise limiter, engl. dynamischer Rauschbegrenzer), die ebenfalls vom elektronischen Tastensatz aus- und einschaltbar ist. Über einen 10-Kanal-Stereo-Equalizer zur optimalen Klangeinstellung gelangen die NF-Signale weiter zur Einsteller-

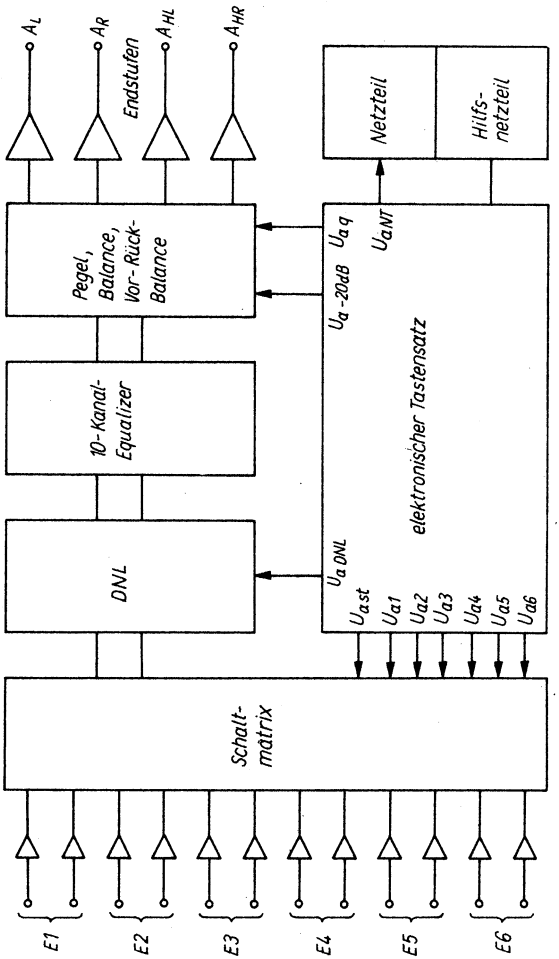


Bild 2.14 Übersichtsschaltplan eines HiFi-Verstärkers

baugruppe für Lautstärke, Balance und Vor-Rück-Balance. Innerhalb dieser Baugruppe wird auch das Differenzsignal zur Ansteuerung der beiden hinteren Pseudo-Quadrofonie-Kanäle gewonnen. Als Schaltspannungen sind vom elektronischen Tastensatz die Signale «Quadro aus» und «−20 dB aus» zu liefern.

Eine weitere Anforderung an den Verstärker stellt die ständige Betriebsbereitschaft dar. Der Verstärker kann über eine Taste oder über ein extern angelegtes Steuersignal eingeschaltet werden. Dazu ist es notwendig, durch den elektronischen Tastensatz ein Einschaltsignal für die Hauptbetriebsspannungserzeugung bereitzustellen.
Zusammenfassend hat der elektronische Tastensatz folgende Funktionen zu steuern:
- Quellenwahl; 6 Tasten abhängig;
- Betriebsartenwahl mono-stereo-pseudoquadro; 3 Tasten abhängig und
- Hilfsfunktionen DNL, −20 dB, «Netz»; 3 Tasten unabhängig.

Der Ruhezustand des Gerätes nach dem Einschalten der Betriebsspannung soll folgender sein:
- Hauptbetriebsspannung aus,
- DNL aus,
- −20 dB aus.

Bei Einschalten der Hauptbetriebsspannung wird die Quelle 1 angewählt.
Die Quellenwahl wird mit den IS *U 710 D/U 711 D* realisiert, wie es Bild 2.15 zeigt. Dabei ist zu beachten, daß diese Teilschaltung aus der symmetrischen Betriebsspannung des NF-Verstärkers mitversorgt wird. Zu den dabei auftretenden Logik-Pegeln vgl. Kapitel 1.1.2. Das Eingangsnetzwerk des Schaltkreises D_1 besteht aus den Vorwiderständen $R_1 \ldots R_6$ und den Kurzhubtasten $S_1 \ldots S_6$. Da die von dieser Baugruppe zu speisenden Leitungen L-aktiv sein müssen ($U_{a1} \ldots U_{a6}$), wurde der Dekoder-IS D_2 noch ein 6fach-Inverter D_3 nachgeschaltet. Die Widerstände $R_7 \ldots R_{12}$ bilden die externen Lastwiderstände für die Eintransistorausgangsstufen der IS D_2 und analog dazu $R_{13} \ldots R_{18}$ die Lastwiderstände für D_3.
Die Rückmeldung des eingeschalteten Kanals erfolgt mit den LED $B_1 \ldots B_6$, die über die Transistoren $V_1 \ldots V_6$ und den Strombegrenzungswiderstand R_{25} angesteuert werden. Die Widerstände $R_{19} \ldots R_{24}$ begrenzen den Basisstrom der Transistoren $V_1 \ldots V_6$.
Die jeweils eingeschaltete Ausgangsleitung U_{ai} führt L-Pegel, d. h. −14 V, während alle anderen Ausgangsleitungen der Baugruppe H-Pegel, d. h. +14 V, haben. Die 6 Leitungen U_{ai} werden der FET-Schaltermatrix zugeführt, deren praktische Realisierung dem Bild 2.16 zu entnehmen ist.

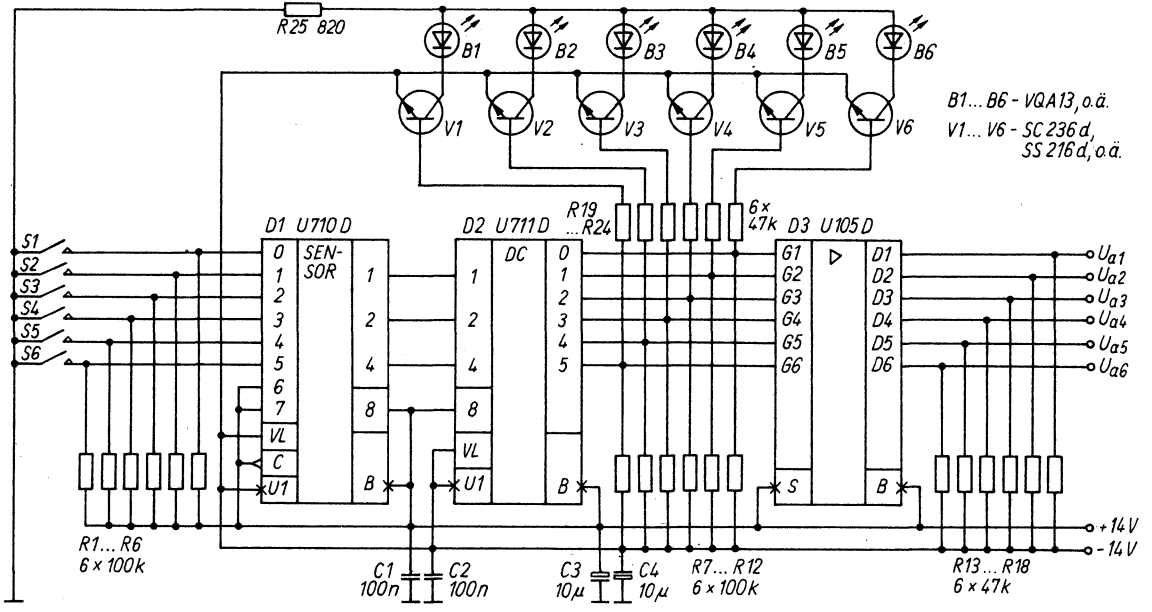


Bild 2.15 Praktische Realisierung des elektronischen Tastensatzes für die Quellenwahl

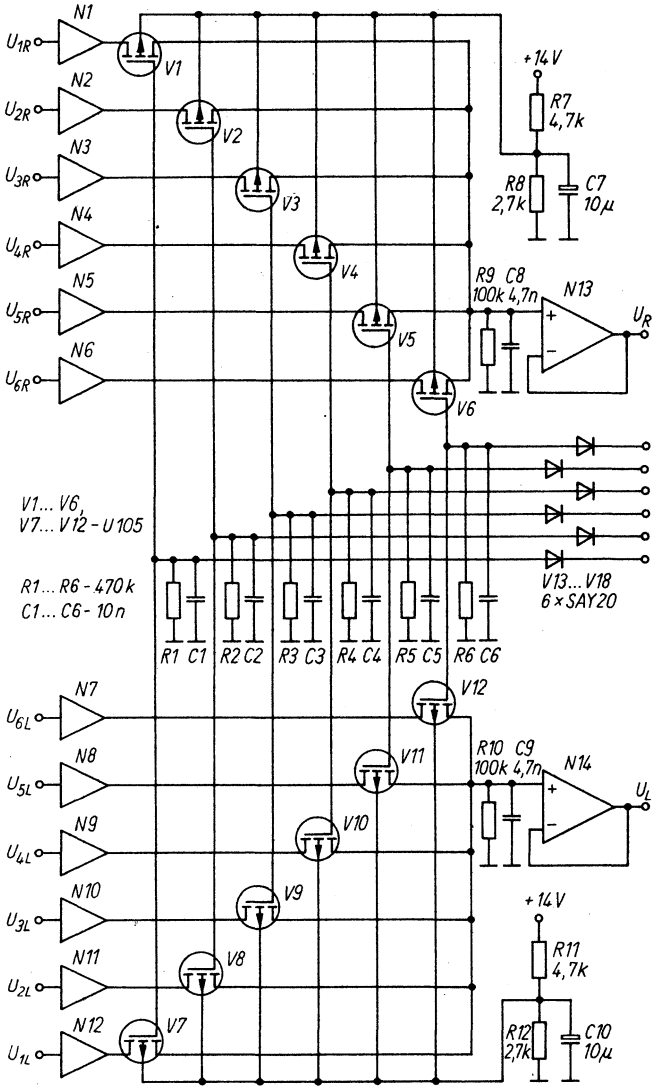


Bild 2.16 MOSFET-Schaltermatrix zur Quellenwahl

Für ein sicheres Arbeiten der MOSFET-Analogsignalschalter V_1 ... V_{12} müssen folgende Randbedingungen erfüllt sein:
- niederohmige Ansteuerung durch die NF-Signalquelle,
- optimale Lastimpedanz (R, C) und
- positive Substratvorsprung.

Eine genaue Analyse der MOSFET-Analogsignalschalter findet der interessierte Leser in [8] zusammengefaßt.

Die niederohmige Ansteuerung wird in einfacher Weise durch den Einsatz von Operationsverstärkern für die Eingangsstufen N_1 ... N_{12} erfüllt. Mit diesen Eingangsstufen werden die zu verarbeitenden NF-Spannungen auf einen Pegel von $U_{\text{eff}} = 700$ mV für Vollaussteuerung angehoben.

Bei der in dieser Schaltung gewählten Substratvorspannung von etwa +5 V und einem Belastungswiderstand R_9 bzw. R_{10} von 100 kΩ beträgt der durch die Schalter-MOSFET verursachte Klirrfaktor weniger 0,2 % für Vollaussteuerung. Die Dämpfung des Eingangssignals im Sperrfall kann für die höheren Frequenzen mit der kapazitiven Belastung C_8, C_9 optimiert werden. Sie beträgt bei der im Bild 2.16 angegebenen Dimensionierung mehr als 80 dB über den gesamten NF-Bereich (gemessen zwischen 10 Hz und 50 kHz!).

Für die Schalter-MOSFET V_1 ... V_6, V_7 ... V_{12} wird günstigerweise je ein 6fach-MOSFET *U 105 D* verwendet. Im Sinne einer hohen Übersprechdämpfung zwischen den Stereo-Kanälen wird die Substratvorspannung für jeden Stereo-Kanal getrennt über die Spannungsteiler R_7, R_8 bzw. R_{11}, R_{12} bereitgestellt. C_7 und C_{10} bewirken die Verringerung des Wechselspannungsinnenwiderstands der auf diese Weise gebildeten Substratspannungsquellen.

Mit den Spannungsfolgern N_{13}, N_{14} wird die NF-Spannung jedes Stereo-Kanals niederohmig der Nachfolgeschaltung zugeführt.

Angesteuert werden die MOSFET-Analogsignalschalter durch die Leitungen U_{ai} der elektronischen Tastatur in Bild 2.15. Da die Schalter-MOSFET nur mit negativen Gate-Spannungen beaufschlagt werden können, wurden die Dioden V_{13} ... V_{18} vorgesehen. Zur Verdeutlichung der MOSFET-Schalteransteuerung ist in Bild 2.17 die Schaltung für einen einzelnen Kanal herausgezeichnet. Im Ausschaltfall führt U_{a1} eine Spannung von +14 V. Dadurch sperrt V_{13}, und die Gate-Spannung von V_1 wird über R_1 auf Masse festgehalten. Im Einschaltfall hingegen führt $U_{\text{a1}} = -14$ V, V_{13} leitet und am Gate von V_1 liegen wegen des Flußspannungsabfalls

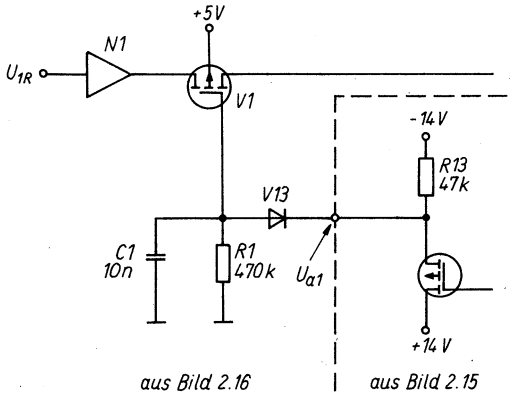


Bild 2.17 Einzeldarstellung eines Schalter-MOSFET

an V_{13} und des Spannungsteilers R_1, R_{13} etwa -12 V. Der zu R_1 parallel angeordnete Kondensator realisiert zusammen mit den Widerständen R_1 bzw. R_{13} eine Ausschalt- bzw. Einschaltzeitkonstante zur Unterdrückung von Schaltgeräuschen (Knacken) während des Umschaltens zwischen verschiedenen Kanälen.
Abschließend zu dieser Teilschaltung zeigt Bild 2.18 die Beschaltung der Verstärker $N_1 \ldots N_{12}$, auf deren detaillierte Darstellung in

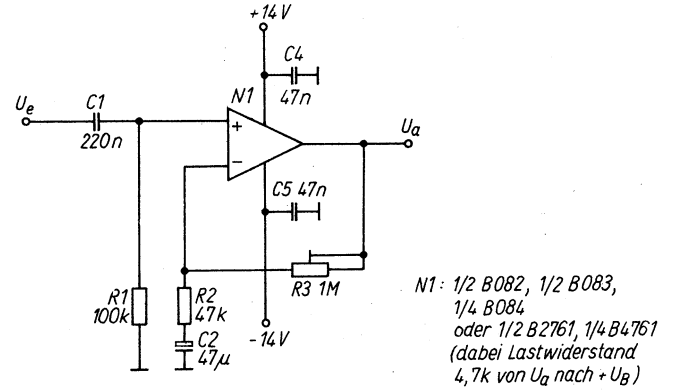


Bild 2.18 Vorverstärker mit Pegelvorregler

Bild 2.16 zur besseren Übersicht verzichtet wurde. Besonders platzsparend kann die Schaltung unter Nutzung von Doppel- bzw. 4fach-Operationsverstärkern aufgebaut werden, z. B. mit den Typen *B 2761, B 4761* oder *B 082, B 083, B 084* aus der DDR-Produktion.

In der Schaltung (Bild 2.18) handelt es sich um einen nichtinvertierenden Verstärker, dessen Wechselspannungsverstärkung im Bereich v = 1 ... 22 eingestellt werden kann. Die Pegelvoreinstellung wird durch Veränderung der Gegenkopplung ermöglicht. Auf den Auskoppelkondensator kann verzichtet werden, da die Schaltung für Gleichspannung voll gegengekoppelt ist. Die untere Grenzfrequenz liegt unter 10 Hz; die obere weit über dem Hörbereich.

Die 2. vom elektronischen Tastensatz zu realisierende Funktion beinhaltet die Betriebsartenumschaltung mono/stereo/pseudoquadro. Von dieser Teilschaltung sind die 2 Signalspannungen U_{ast} (stereo aus) und U_{aq} (quadro aus) L-aktiv bereitzustellen. Diese logische Funktion wird in Tabelle 2.3 dargestellt. Da auch für diesen Schaltungsteil die IS-Kombination *U 710 D/U 711 D* verwendet wird, bietet es sich an, als Steuersignal die BCD-kodierten Ausgänge *1* und *2* der IS *U 710 D* einzusetzen. Die für diese Schaltfunktion erforderlichen BCD-Zahlen sind in Tabelle 2.3 mit angegeben. Sie entsprechen gleichzeitig dem zu betätigenden Kanaleingang der IS *U 710 D* (vgl. dazu Kap. 1.2.).

Die Darstellung zur praktischen Realisierung der Betriebsartenumschaltung zeigt Bild 2.19. Auch in dieser Schaltung kommen wieder Kurzhubtasten zum Einsatz, so daß zur Erläuterung der Schaltung wenige Worte genügen. Die Versorgung der IS erfolgt aus der symmetrischen Betriebsspannung. Die Signalspannungen U_{ast} und U_{aq} werden den entsprechenden Schalter-MOSFET zugeführt, ihre Signalspannungsbelegung ist aus Tabelle 2.3 ersichtlich.

Tabelle 2.3. Realisierung der Betriebsarten pseudoquadro/stereo/mono

Betriebsart	„stereo aus"	pseudoquadro aus"	BCD-Zahl
pseudoquadro	H	H	0
stereo	H	L	1
mono	L	L	3

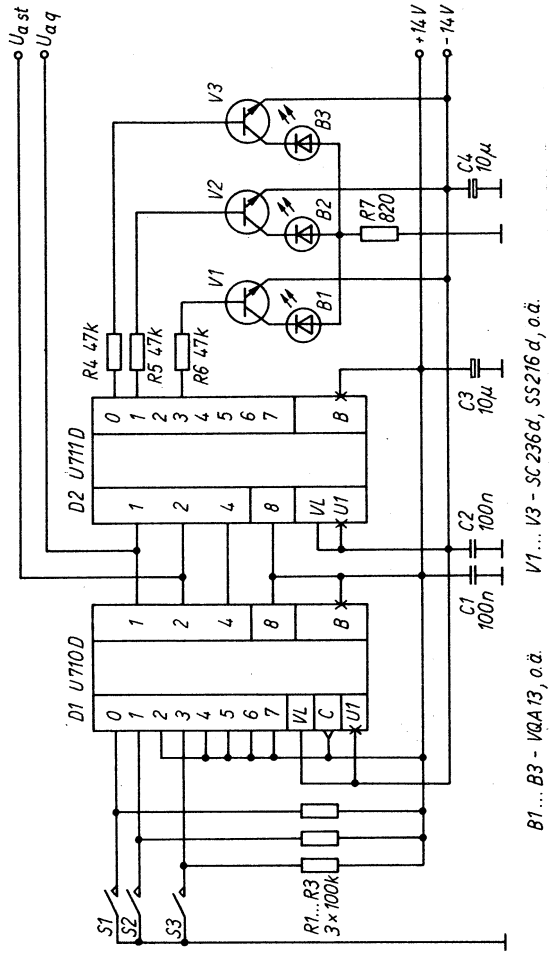


Bild 2.19 Praktische Realisierung des elektronischen Tastensatzes für die Umschaltung mono/stereo/pseudoquadro

Über den Dekoder-IS D_2 geht die Ansteuerung der Betriebsartenrückmeldung mit den Transistoren $V_1 \ldots V_3$, deren Basisvorwiderständen $R_4 \ldots R_6$, den Rückmelde-LED $B_1 \ldots B_3$ sowie deren Strombegrenzungswiderstand R_7 vor sich. Die Taster $S_1 \ldots S_3$ haben folgende Bedeutung: S_1 – Pseudoquadro, S_2 – Stereo, S_3 – Mono.

Bei Einschalten der Betriebsspannung wird infolge der Vorzugslagenschaltung der IS *U 710 D* die Betriebsart «pseudoquadro» eingestellt.

Eine Möglichkeit der praktischen Realisierung der Betriebsart «stereo aus» (mono) vermittelt das Bild 2.20. Dabei handelt es sich je Kanal um einen invertierenden Verstärker N_1, R_1, R_2 bzw. N_2, R_3, R_4. Über die Analogschalter-MOSFET V_1 bzw. V_2 wird mit den Widerständen R_5 bzw. R_6 das NF-Signal des einen Stereo-Kanals zum jeweils anderen addiert (N_1, N_2 bilden dann invertierende Summationsverstärker).

Wenn die Steuerspannung U_{ast} H-Pegel (+14 V) führt, sperrt die Diode V_3, und die Gate-Spannung von V_1, V_2 wird über R_{10} auf Massepotential gehalten. Aus diesem Grund sperren die Schalter-MOSFET. Durch L-Pegel (−14 V) am Steuereingang U_{ast} erhalten die Schalter-MOSFET V_1, V_2 über V_3, R_7, R_8 eine Gate-Spannung von etwa −12 V. Sie sind deshalb leitend. In diesem Fall führen die NF-Ausgänge U_{aL} und U_{aR} das Summensignal beider Stereo-Kanäle. Bezogen auf die Gesamt-NF-Ausgangsleistung (abgestrahlte

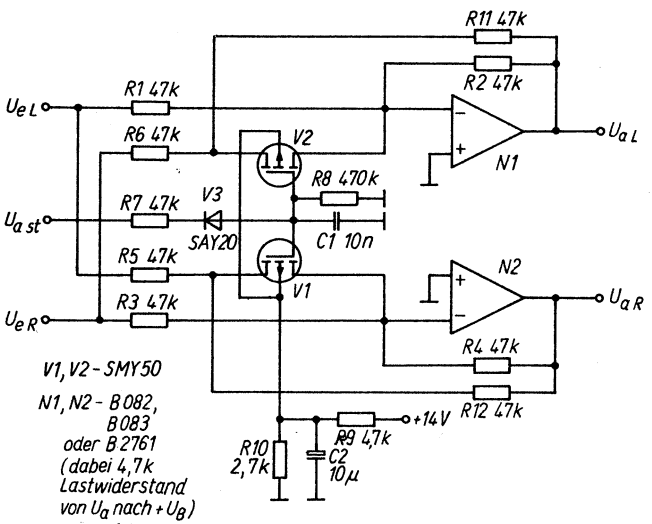


Bild 2.20 NF-Teilschaltung mono/stereo-Umschaltung

akustische Schalleistung) würde das eine Verdopplung bedeuten. Um diesen Gesamtlautstärkesprung zu vermeinden, wird bei Mono-Betrieb eine zusätzliche Gegenkopplung der Verstärker N_1 und N_2 mit den Widerständen R_{11}, R_{12} eingeschaltet.
Umschaltgeräusche können verhindert werden, wenn man eine Zeitkonstante durch Einfügen des Kondensators C_1 in die Gateleitung der Schalter-MOSFET vorsieht.
Die Übersprechdämpfung im Ausschaltfall von V_1 und V_2 wurde für die in Bild 2.20 gezeigte Schaltung mit besser 60 dB gemessen.
Die Realisierung der Funktion «pseudoquadro aus» gestaltet sich vergleichsweise einfach durch Stummschaltung der NF-Differenzspannung innerhalb der Baugruppe Pegelsteller/Differenzsignalaufbereitung. Eine entsprechende NF-Teilschaltung zeigt Bild 2.21. Damit die Lautstärke der hinteren Kanäle der Lautstärke der vorderen Hauptkanäle folgt, vollzieht sich die Differenzsignalgewinnung nach der Lautstärke- und Balanceeinstellung der Stereo-Hauptkanäle.
Der Wechselspannungsdifferenzverstärker N_1 verstärkt den Diffe-

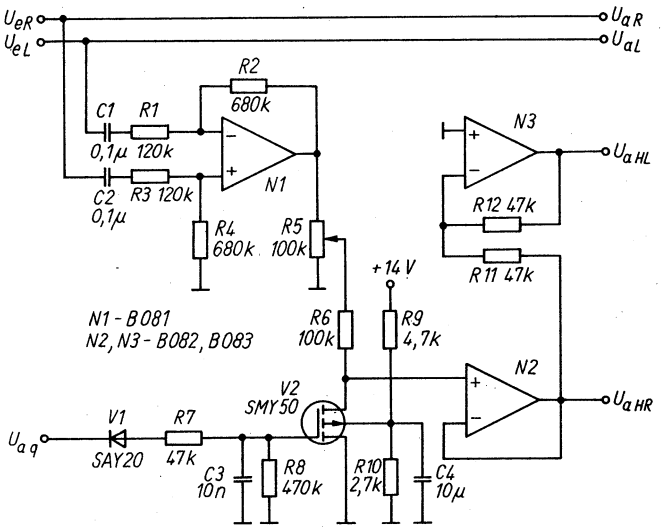


Bild 2.21 NF-Teilschaltung pseudoquadro-Ausschaltung

renzsignalanteil um den Faktor 5,6. Diese Verstärkungserhöhung im Differenzsignalzweig macht eine wirksame Vor-Rück-Balanceeinstellung mit R_5 möglich.
Weiter gelangt das NF-Differenzsignal auf den Spannungsteiler R_6, V_2, d. h. auf die Stummtaststufe. Über V_2 wird die NF-Spannung mit dem Impedanzwandler N_2 hochohmig abgegriffen. Dieser Impedanzwandler liefert die NF-Spannung für den rechten hinteren Pseudo-Quadrofonie-Kanal. Über einen Inverter N_2 mit einer Verstärkung von $v = -1$ erreicht das NF-Differenzsignal um 180° phasenverschoben die linke hintere Pseudo-Quadrofonie-Endstufe.
Führt die Steuerleitung U_{aq} H-Pegel (+14 V), dann sperrt die Diode V_1 und die Gate-Spannung von V_2 wird über R_8 zu 0. Der Kurzschlußschalter V_2 sperrt; das NF-Differenzsignal bleibt unbeeinflußt. Sobald aber die Steuerspannung U_{aq} L-Pegel (−14 V) führt, leitet V_1, und das Gate-Potential von V_2 wird über V_1, R_7, R_8 auf −12 V eingestellt. Das NF-Differenzsignal wird dann über den Schalter-MOSFET V_2 kurzgeschlossen. Die Dämpfung beträgt etwa 60 dB.
Die letzte Baugruppe des elektronischen Tastensatzes steuert die Funktionen «DNL ein», «−20 dB ein» und «Betriebsspannung ein». Für diese 3 unabhängigen Tasten wird die IS *U 705 D* verwendet; Bild 2.22 zeigt die entsprechende Schaltung. Die IS D_1 wurde für die Betriebsart U1 programmiert, d. h. für die Realisierung von maximal 4 unabhängig rastenden Tasten (vgl. Kap. 1.4). Die Tasten S_1 ... S_3 werden wieder als Kurzhubtasten mit folgender Bedeutung ausgeführt:
S_1 – Hauptbetriebsspannung ein/aus;
S_2 – DNL ein/aus;
S_3 – −20 dB ein/aus.
Die Widerstände R_1 ... R_3 sichern den logischen H-Pegel bei geöffneten Tasten. Der Kondensator C_1 bestimmt die interne Taktfrequenz der IS D_1 und damit die Tastenentprellzeit. Die Rückmeldeschaltung mit den LED und ihren Treiberbauelementen wird aus der positiven Hauptbetriebsspannung mitversorgt. Deshalb wird die Einschaltkontroll-LED B_3 über einen Vorwiderstand R_8 direkt aus der Hauptbetriebsspannung gespeist. Die Rückmelde-LED B_1 bzw. B_2 werden über R_5, R_7 und die Schalttransistoren V_1, V_2 an die Hauptbetriebsspannung geschaltet, vorausgesetzt, daß der entsprechende Ausgang der IS D_1 L-Pegel führt. Die Widerstände R_4

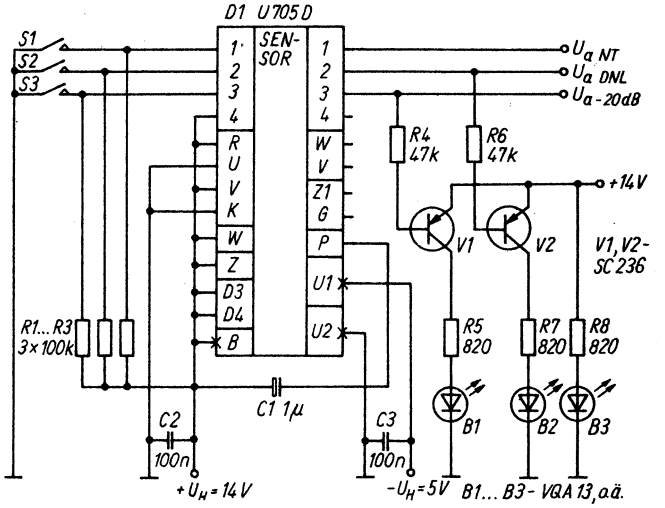


Bild 2.22 Praktische Realisierung des elektronischen Tastensatzes für die Zusatzfunktionen

und R_6 begrenzen den Basisstrom der Transistoren V_1 und V_2. Da die IS D_1 ständig betriebsbereit gehalten werden muß, wird sie über Hilfsbetriebsspannungen versorgt.

Die Netzteilbaugruppe des NF-Verstärkers gliedert sich aus diesem Grund in 3 Teile: die Gleichrichterschaltung mit Regelnetzteil zur Bereitstellung der Hilfsbetriebsspannungen, dem Referenzspannungsschalter und 2 gleiche Doppelnetzteile zur Erzeugung der Hauptbetriebsspannungen +/−18 V bzw. +/−14 V für die Versorgung der End- und Vorstufen des NF-Verstärkers.

In Bild 2.23 ist die erstgenannte Teilschaltung dargestellt. Der Transformator T_1 bleibt ständig mit der Netzspannung verbunden. Deshalb werden über die Dioden V_1 ... V_8 ständig ungesiebte Gleichspannungen an die Lade-Elektrolytkondensatoren $C_1 \ldots C_4$ bereitgestellt. Die beiden Doppelnetzteile sind als referenzspannungsgesteuerte Netzteile aufgebaut.

Für die IS D_1 in Bild 2.22 müssen als Hilfsbetriebsspannungen +14 V und −5 V ständig bereitgestellt werden. Die negative Hilfsspannung erfordert nur ein sehr einfaches Netzteil; sie wird mit

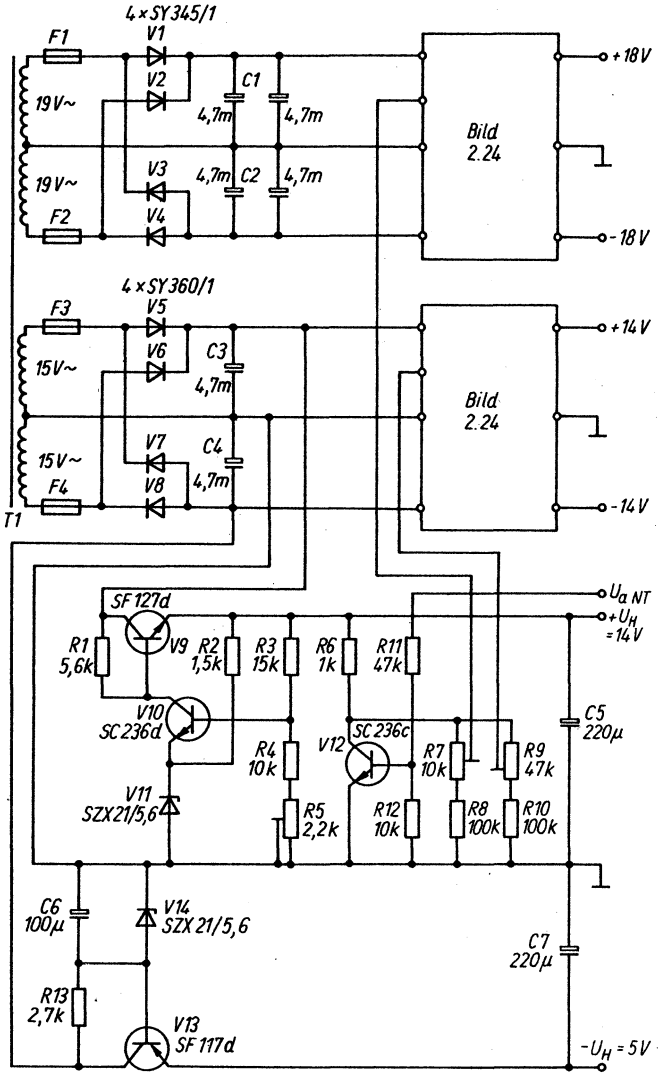
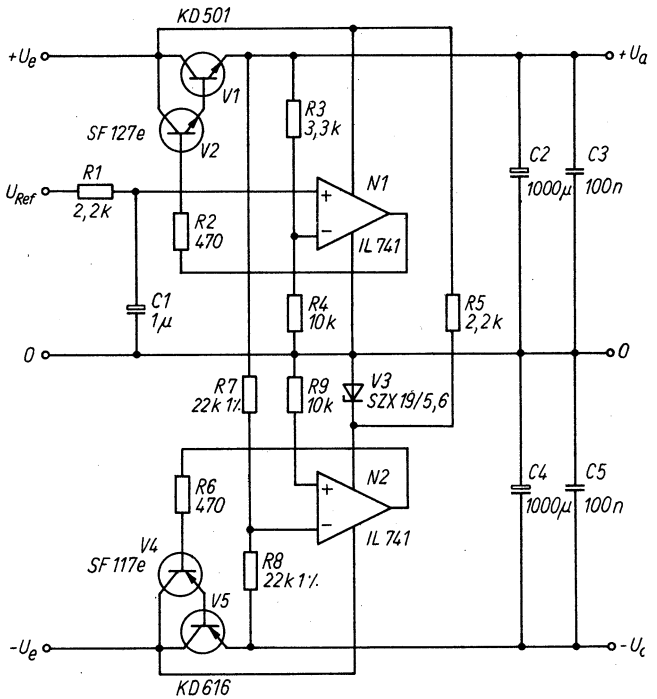


Bild 2.23 Netzteilschaltung mit Bereitschaftsschaltung

R_{13}, V_{13}, V_{14} und C_6, C_7 aus der negativen ungesiebten Gleichspannung von etwa 20 V erzeugt. Für die positive Hilfsspannung wird eine diskret aufgebaute Regelschaltung eingesetzt. R_5 ermöglicht es, auf $+U_H = 14$ V abzugleichen. Der höhere Aufwand für die positive Hilfsbetriebsspannung ist notwendig, da sie gleichzeitig als Referenzspannung für die Hauptnetzteile Verwendung findet. Über Einzelheiten zu den Netzteilschaltungen kann sich der interessierte Leser z. B. in [9] informieren.
Die Referenzspannungen für die Hauptnetzteile werden mit den Spannungsteilern R_6, R_7, R_8, R_9 und R_{10} erzeugt. Ein Abgleich ist



$$+U_a = |-U_a| = U_{Ref} \cdot \left[1 + \frac{R3}{R1}\right] = 1{,}33 \cdot U_{Ref}$$

Bild 2.24 Schaltung des Dualspannungsnetzteils

mit R_7 bzw. R_9 auf den genauen Wert der jeweiligen positiven Hauptbetriebsspannung durchführbar. Wird die in Bild 2.24 angegebene Dimensionierung eingehalten, stellt sich die negative Hauptbetriebsspannung mit 1 %iger Genauigkeit auf den negativen Wert der positiven Hauptbetriebsspannung ein.
Mit der Steuerspannung U_{aNT} des elektronischen Tastensatzes kann während $U_{aNT} = +14$ V (H-Pegel) über R_{11}, R_{12} und den Transistor V_{12} die Referenzspannung abgeschaltet werden. Die Hauptbetriebsspannungen brechen dabei bis auf eine Restspannung von weniger als 1 V zusammen.
Wie aus der Schaltung in Bild 2.24 ersichtlich ist, wurde in die Referenzspannungszuführung eine Zeitkonstante R_1, C_1 eingefügt. Dadurch ergibt sich ein gleitendes Ein- bzw. Ausschalten. Die Zeitkonstante wurde auf $\tau = 2{,}2$ ms festgelegt, so daß der Betriebsspannungswert nach etwa 10 ms voll erreicht ist. Auf einzelne Schaltungsdetails des Dualspannungsnetzteils in Bild 2.24 soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden, dazu sei z. B. auf [9] verwiesen.
Zur Darstellung der Schaltfunktion DNL ein/aus genügen ebenfalls nur einige kurze Bemerkungen. Der verwendete DNL-Baustein nach [10] kann mit einem Massekontakt für jeden Stereo-Kanal ausgeschaltet werden. Die entsprechende Teilschaltung dazu zeigt Bild 2.25. Die Transistoren V_1 und V_2 wirken als Kurzschlußschalter, wenn die Steuerspannung U_{aDNL} H-Pegel führt.
Zum Abschluß werden noch verschiedene Hinweise zur Realisierung der letzten Schaltfunktion, der Pegeltaste «−20 dB» gegeben. Die Darstellung in Bild 2.26 zeigt eine Möglichkeit zur praktischen Realisierung dieser Teilschaltung, die zwischen den Pegel-/Ba-

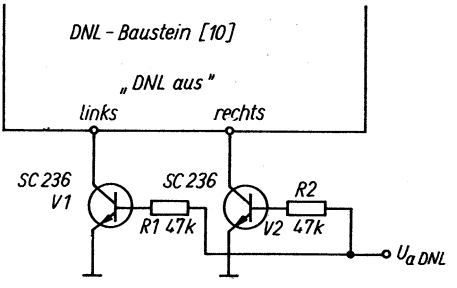


Bild 2.25
NF-Detailschaltung
DNL-Ausschaltung

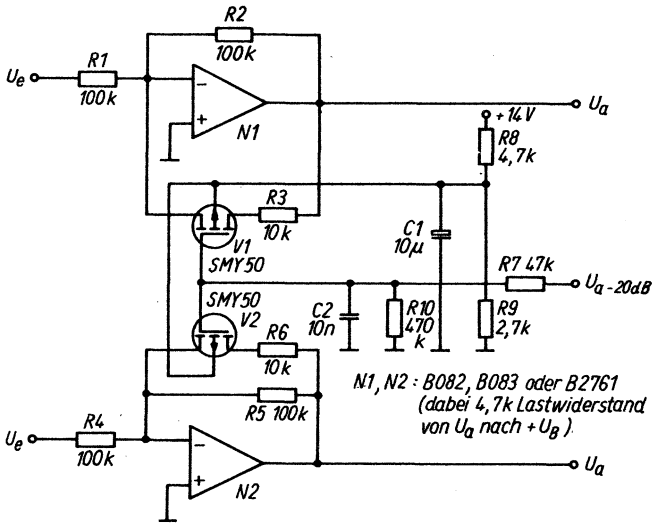


Bild 2.26 NF-Teilschaltung zur Pegelabsenkung um −20 dB

lanceeinstellern und der Schaltung Bild 2.21 im Signalweg angeordnet ist.

Bei der Schaltung Bild 2.26 handelt es sich um einen invertierenden Verstärker, dessen Verstärkung mit Schalter-MOSFET umschaltbar ist. Die Verstärkung der invertierenden Verstärker N_1, N_2 beträgt im Sperrfall der Schalter-MOSFET V_1, V_2 jeweils $v = 0$ dB und im Einschaltfall jeweils etwa $v = -20$ dB. Über den Tiefpaß R_7, C_2 wird die Steuerspannung $U_{a\,-20dB}$ zugeführt. Dadurch werden Umschaltgeräusche vermieden.

Der Amateur mag dem insgesamt in diesem Kapitel vorgestellten Schaltungsaufwand – vielleicht unter ökonomischen Gesichtspunkten betrachtet – skeptisch gegenüberstehen. Aber der Einsatz solcher Schaltungen garantiert nicht nur eine Erhöhung der Zuverlässigkeit der Geräte, sondern eröffnet auch den Weg zu fernsteuerbaren bzw. programmierbaren Geräten. Letztlich bringt aber gerade die Beschäftigung mit unkonventioneller Schaltungstechnik oft unvermutete Lösungsvarianten zunächst andersgelagerter eigener elektronischer Probleme hervor.

2.5. Tip-Tastensteuerung für HiFi-Plattenspieler

In diesem Abschnitt soll das Konzept für ein Zweigeschwindigkeits-HiFi-Plattenspielerlaufwerk vorgestellt werden.
Das geschieht am Beispiel der Umrüstung eines industriellen HiFi-Laufwerks *(Ziphona Opal 216)*.
In das Konzept werden folgende Forderungen eingearbeitet:
- Tastenaggregat mit Kurzhubtasten;
- manuelle Geschwindigkeitswahl während der Ruhelage;
- manuelles Absenken, wenn Motor an;
- manuelles Anheben;
- Anheben und Motor abschalten
  a – von Hand,
  b – durch Endlagenkontakt,
  c – bei Schließen der Abdeckhaube, vorausgesetzt, daß der Tonarm nicht abgesenkt wurde;
- Betriebsspannung einschalten bei Öffnen der Abdeckhaube;
- Anzeige der Betriebsbereitschaft bei geöffneter Abdeckhaube durch LED-Tableau mit Ziffernfolge 00;
- Anzeige der gewählten Geschwindigkeit mit Ziffernfolge 33 bzw. 45;
- Anzeige der Tonarmabsenkung durch senkrechten LED-Pfeil (2 Rechteckdioden und 1 Dreieckdiode).

Als Kernstück der Schaltung wird die IS *U 705 D* eingesetzt, wie es Bild 2.27 zeigt.
Als Grundbetriebsart der IS *U 705 D* wurde in dieser Schaltung die Betriebsart H4 programmiert, vgl. Kap. 1.4. Dies bedeutet die Realisierung von 2 Tasten abhängig rastend und 2 Tasten unabhängig rastend. Die Kanäle *1* und *2* der IS D_2 bilden 2 abhängige Tasten für die Geschwindigkeitswahl. Sobald eine der Tasten S_1 bzw. S_2 betätigt wurde, wird die Stellung dieser 2 Tastenkanäle durch die Verknüpfung des Ausgangs a_G mit dem Eingang e_R der IS D_1 verriegelt. Diese Verriegelung kann erst durch Betätigung des Stopp-Eingangs e_Z aufgehoben werden. Das ist notwendig, da mit den Tasten S_1 bzw. S_2 der Motor angeschaltet wird und eine Geschwindigkeitswechsel während des Motorlaufs im Sinne einer langen Lebensdauer des Antriebs-Flachriemens vermieden werden sollte.
Die Taste S_3 ist infolge der gewählten Betriebsart H4 von den anderen unabhängig und ermöglicht die Tonarmabsenkung bzw. -anhe-

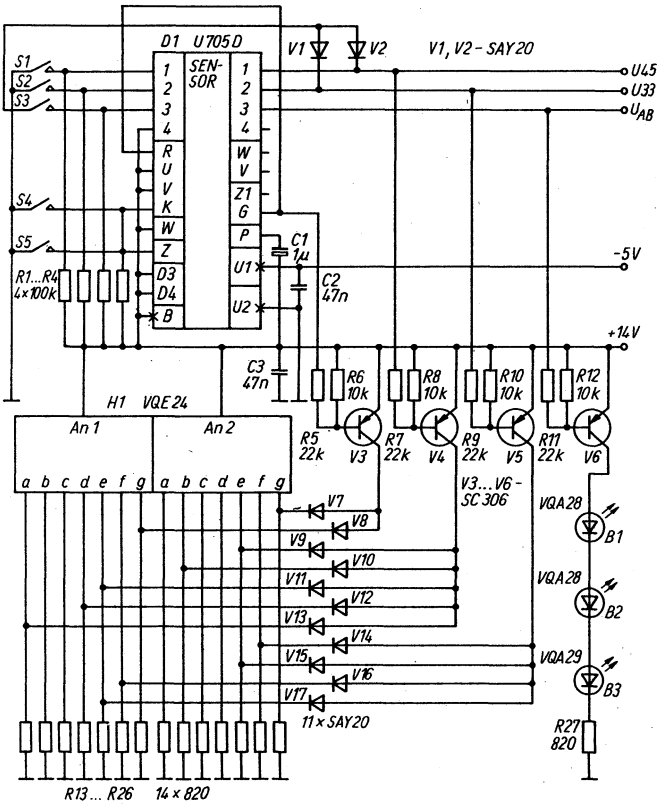


Bild 2.27 Elektronischer Tastensatz für Plattenspieler

bung. Sie wirkt jedoch nicht, solange noch keine Geschwindigkeit über eine der Tasten S_1 oder S_2 gewählt wurde, d. h., solange der Motor nicht läuft. Deshalb wird in diesem Fall der Tonarm nicht abgesenkt. Realisiert wird dies mit den Dioden V_1, V_2. Sind die Tasten S_1, S_2 nicht angewählt, führen die Ausgänge a_1 bzw. a_2 der IS D_1 H-Pegel. Die Taste S_3 ist nicht aktiv. Wird eine der Tasten S_1 oder S_2 angewählt, führt einer der beiden Ausgänge a_1 bzw. a_2 L-Pegel. Die Tasten S_3 wird in diesem Fall über die Diode V_1 oder V_2 an L-Pegel gelegt, d. h., sie wird aktiv geschaltet. Ein Absenken

des Tonarms erreicht man durch Betätigen von S_3, ein Anheben durch nochmaliges Bedienen der genannten Taste.
Über die Taste S_4 (stop) kann der Schaltkreis D_1 in seine Ruhelage versetzt werden (Motor aus). Der unabhängige Kanal 3 würde dabei nicht mit entriegelt werden. Aus diesem Grund erfolgt während des Entriegelungsimpulses parallel zu e_Z über e_K = «L» kurzzeitig eine Umschaltung der IS D_1 in die vollständig abhängige Betriebsart aller Kanäle. Dadurch wird bei Stopp-Betätigung die Entriegelung des Kanals 3 und die Anhebung des Tonarms gewährleistet.
Parallel zum Stopp-Kontakt S_4 wird der Endlagenkontakt S_5 geschaltet; ein Reed-Kontakt, der über einen Permanentmagneten bei Plattenende magnetomechanisch betätigt wird. Die Rückmeldeanzeige geschieht mit einem LED-7-Segment-Anzeigetableau H_1 und einem LED-Pfeil $B_1 \ldots B_3$.
Die Darstellung in Bild 2.28 zeigt die Anordnung der Bedien- und Anzeigeelemente auf der Frontplatte.
Die Ansteuerung des LED-Tableaus H_1 erfolgt, indem nichtbenötigte Anzeigebalken dunkelgetastet werden. Nähere Erläuterungen dazu findet der Leser bereits in Abschnitt 2.1. Über die Transistoren $V_3 \ldots V_5$ und die Dioden $V_7 \ldots V_{17}$ werden die zur jeweiligen Darstellung nicht benötigten Anzeigesegmente kurzgeschlossen. Der Segmentstrom wird über die Transistoren $V_3 \ldots V_5$ abgeleitet, d. h., er fließt ständig in etwa gleicher Größe. Während der Ruhelage der IS D_1 führen die Ausgänge $a_1 \ldots a_4$ H-Pegel, der Ausgang a_G L-Pegel. Deshalb wird der Transistor V_3 über R_5 durchgesteuert: Es erscheint die Anzeige 00. Wird der Motor auf die Geschwindigkeit 45 min^{-1} durch Betätigen der Taste S_1 eingestellt, dann führt der Ausgang a_1 der IS D_1 L-Pegel. Über R_7 wird V_4 durchgesteuert. Es erscheint die Anzeige 45. Analoges gilt für Taste S_2 und die Geschwindigkeit 33 min^{-1}. Bei Absenkung des Tonarms führt der Ausgang a_3 der IS D_1 L-Pegel. Der Transistor

Bild 2.28 Anordnung der Bedienelemente des Plattenspielers

V_{14} steuert über den Widerstand R_{25} durch, so daß die LED-Kette $B_1 \ldots B_3$, d. h. der «Absenk-Pfeil», leuchtet.
Die beschriebene Teilschaltung «Tastensatz» liefert 3 L-aktive Steuersignale: U_{33}, U_{45} und U_{AB}.
Aus [11] geht hervor, daß Plattenspielerantriebe auf der Basis des Synchronmotors *LSS 5/16* optimal mit 2 rechteckförmigen Spannungen angesteuert werden, vorausgesetzt, daß diese 2 Spannungen eine Phasenverschiebung von genau 90° aufweisen.
Der Generatorbaustein wurde vom Autor im Sinne einer hohen Drehzahlstabilität mit der Timer-IS *B 555 D* aufgebaut. Die Phasenverschiebung erfolgt durch 2 Flip-Flop, welche als Johnson-Ringzähler geschaltet sind. Die Schaltung dieses Generatorbausteins zeigt Bild 2.29. Die IS *B 555 D* als temperaturstabiler *RC*-Rechteckgenerator schwingt auf der 4fachen zu erzeugenden Motoransteuerfrequenz. Wenn die Steuerspannungen U_{33} und U_{45} H-Pegel führen, sperren die MOSFET V_1, V_2, so daß das Zeitglied C_1, R_5 keinen Ladestrom erhält.
Führt eine der beiden Steuerspannungen U_{33} bzw. U_{45} L-Pegel, dann leitet der entsprechende MOSFET V_1 oder V_2, und der Kondensator C_1 wird über R_5 und R_1, R_2 bzw. R_3, R_4 aufgeladen. Bei Erreichen der oberen Schaltschwelle der IS G_1 wird der Kondensa-

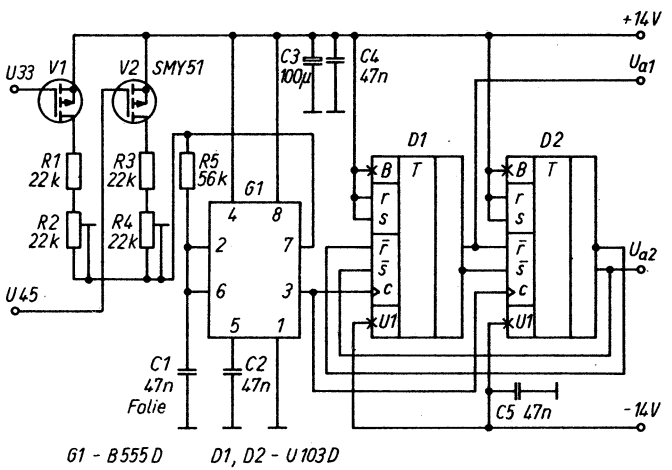


Bild 2.29 Generatorbaustein des Plattenspielers

tor C_1 über R_5 und den Ausgang 7 entladen, bis die untere Schaltschwelle erreicht ist und der Aufladevorgang erneut einsetzt.
Die Flip-Flop D_1, D_2 bilden den Johnson-Ringzähler zur Erzeugung der 90°-Phasenverschiebung der Rechteckausgangsspannungen U_{a1} und U_{a2}. Diese Ausgangsspannungen werden über Impulsformerstufen auf die Endstufen geleitet, mit denen die Motorspulen erregt werden. Bezüglich dieser Schaltungsdetails sei auf [12] verwiesen.
Die Steuerspannung U_{AB} schaltet bei U_{AB} = «L» über einen Transistor den Hitzdraht zur Absenkung des Tonarms ein. Gleichzeitig wird das Netzteil über U_{AB} = «L» eingeschaltet gehalten, auch wenn die Abdeckhaube geschlossen wird.
Bei geöffneter Abdeckhaube wird das Netzteil von einem Mikrotaster eingeschaltet.

2.6. Laufwerksteuerung für Kassettengeräte

Im folgenden Abschnitt werden prinzipielle Erläuterungen zum Einsatz der IS *U 705 D* in Laufwerksteuerungen für Kassettengeräte gegeben. Auf detaillierte Schaltungsangaben wird dabei bewußt verzichtet, da einerseits der Selbstbau eines Kassettenlaufwerks selten vorkommt und andererseits die Schaltung stark von den konkret vorliegenden mechanischen Gegebenheiten des Laufwerks abhängig ist.
Das erste in der DDR hergestellte Kassettenlaufwerk mit Tip-Tastensteuerung ist das Stereo-Kassettendeck *SK 3000 HIFI* vom VEB *Stern-Radio* Sonneberg. Auf dieses Gerät wird in den folgenden Ausführungen Bezug genommen [13].
Der mechanische Antriebsbaustein des *SK 3000* wurde als 2-Motorenlaufwerk ausgeführt. Das bringt wesentliche Vereinfachungen der elektro-mechanischen Laufwerksteuerung mit sich. Der Tonwellenantriebsmotor läuft ständig nach Einschalten der Betriebsspannung. Der 2. Motor realisiert den schnellen Vor- und Rücklauf. Er bewirkt die Erzeugung des Aufwickeldrehmoments in den Betriebsarten Aufnahme und Wiedergabe.
Das Laufwerk erfüllt folgende Bedienfunktionen:
- Stop (Elektronik und Mechanik in Ruhelage),
- Aufnahme-Pause,
- Aufnahme-Start,

- Wiedergabe-Pause,
- Wiedergabe-Start,
- Schneller Vorlauf,
- Schneller Rücklauf,
- Cue (schneller Vorlauf + Mithören) und
- Review (schneller Rücklauf + Mithören).

Ermöglicht werden diese Bedienfunktionen mit einem elektronischen Tastensatz, der als Kernstück die IS *U 705* sowie ein RS-Flip-Flop (Pausenfunktion) enthält.

Bild 2.30 zeigt die vereinfachte Schaltung dieses Tastenaggregats. Nach Tabelle 1.4. wurde als Grundbetriebsart A4 programmiert, d. h. 4 Tasten abhängig rastend, gegenseitig verriegelnd.

Im Ruhezustand (nach Einschalten der Betriebsspannung) befindet sich die Steuerelektronik im Zustand «Stop»: Alle Ausgänge

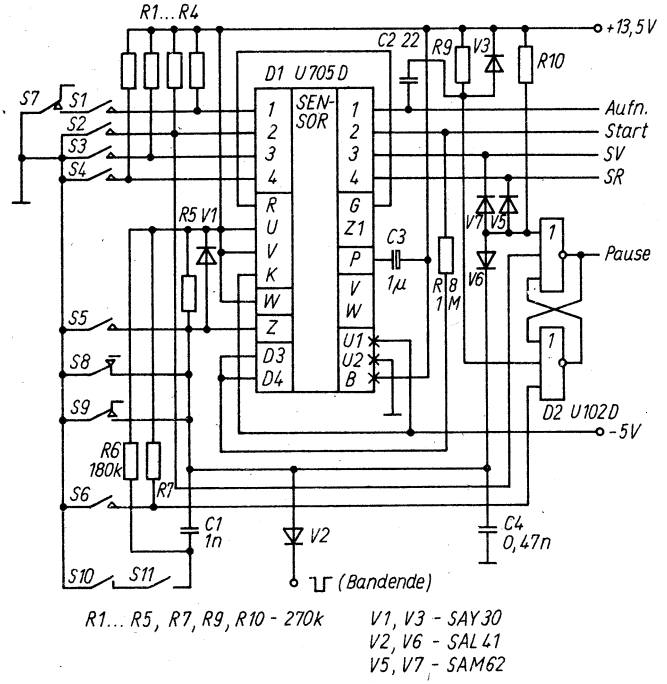


Bild 2.30 Elektronischer Tastensatz für Kassettenlaufwerk

des IS D_1 führen H-Pegel. Das Pausen-Flip-Flop D_2 wird bei Einschalten der Betriebsspannung über C_4 in die Ruhelage versetzt, d. h., es führt ebenfalls H-Pegel am Ausgang. Der Zustand «Stop» kann verändert werden, wenn z. B. eine Kassette eingelegt wird (Fühlhebel S_8), die keine Löschsperre enthält (Fühlhebel S_7). Im Anschluß daran kann mit der Taste S_1 die Funktion «Aufnahme-Pause» gewählt werden, da das Pausen-Flip-Flop D_2 durch die am Ausgang a_1 der IS D_1 auftretende HL-Flanke gesetzt wird. Die Funktion «Aufnahme-Start» wird mit der Taste S_2 ausgelöst, die in diesem Fall das Pausen-Flip-Flop rücksetzt. Betätigt man die Pausentaste S_6, ist der Zustand «Aufnahme-Pause» wiederhergestellt. Der Ruhezustand läßt sich durch Bedienen der Stoptaste S_5 erreichen.

Den Zustand «Wiedergabe-Pause» bzw. «Wiedergabe» erreicht man, indem die Taste S_6 bzw. S_2 betätigt wird. Aus dem Zustand «Wiedergabe» besteht die Möglichkeit in die Zustände «Wiedergabe-Pause» (S_6) bzw. «Stop» (S_5) überzugehen. Da bei «Wiedergabe-Start» die Eingänge e_{D3} und e_{D4} auf L-Pegel liegen (Betriebsart A6 nach Tabelle 1.4.), können die Tasten S_3 bzw. S_4 nichtrastend den schnellen Vorlauf bzw. schnellen Rücklauf auslösen. Damit sind die Funktionen Cue und Review realisiert.

Der Übergang in den Stopp-Zustand wird in jeder Betriebsart mit der Stopptaste S_5 vollzogen. Gleichwertig zur Stoptaste S_5 wirkt auch die Kassettenauswurftaste S_9 bzw. ein Kennimpuls bei Bandende, der durch Kontrolle der Rotation des Aufwickeltellers gewonnen wird. Die Schaltung kann weiterhin auch über den Zählwerk-0-Kontakt S_{11} in den Ruhezustand versetzt werden, für den Fall, daß dies über den Schalter S_{10} («Nullstop») zugelassen ist.

Das Pausen-Flip-Flop wird rückgesetzt, wenn die Starttaste S_2, die Stopptaste S_5 oder die Kassettenauswurftaste S_9 betätigt wurde. Der beschriebene Fall kann auch eintreten, sofern die Funktionen «schneller Vorlauf» bzw. «schneller Rücklauf» gewählt wurden. Dieser Vorgang wird durch eine ODER-Verknüpfung mit den Dioden V_5, V_6, V_7 und R_{10} erreicht.

Die kurze Darstellung der Schaltungstechnik eines elekronischen Tastensatzes für Kassettengeräte soll mit folgendem Hinweis beendet werden: Eine Steuerung von Spulen-Tonbandgeräten wäre in analoger Weise möglich. Das erfordert allerdings einen beträchtlichen Aufwand zur elektromechanischen Steuerung!

3. Schaltbeispiele aus der Digitalelektronik

3.1. 1-aus-n-Dekoder mit IS *U 711 D*

Die bereits in Abschnitt 1.3. erläuterten 1-aus-8- bzw. 1-aus-16-Dekoderschaltungen bilden das Hauptanwendungsfeld für die IS *U 711 D*. Die Dekodierbreite von 16 möglichen Ausgangskanälen ist zur Dekodierung von Zählerzuständen ausreichend.
Zur Übertragung von Befehlen in der Fernwirktechnik verwendet man zur Einsparung von Leitungen in der Regel eine Kodierung der Befehle in Form von Dualzahlen. Auf der Empfängerseite ist deshalb eine Rückkodierung in den 1-aus-n-Kode notwendig. Dafür eignet sich der *U 711 D* auf Grund der möglichen Schaltkreissperrung ebenfalls gut.
Da der *U 711 D* 3 Bit voll dekodieren kann, werden die niederwertigen 3 Bit des zu dekodierenden Befehlsworts parallel an alle die IS *U 711 D* geschaltet, welche die Ausgangsleitungen des 1-aus-n-Dekoders liefern (niederwertige Selektionsebene). Die Schaltkreisfreigabeeingänge von IS der niederwertigen Selektionsebene werden mit einem weiteren *U 711 D* angesteuert, der die höherwertigen 3 Bit des Befehlsworts dekodiert. Bild 3.1 verdeutlicht diesen Vorgang anhand der Schaltung eines 1-aus-64-Dekoders.
Die Dekoder-IS D_0 ... D_7 bilden die niederwertige Selektionsebene, D_8 die höherwertige. Da die IS D_0 ... D_7 von der IS D_8 mit H-Pegel aktiviert werden, müssen die Eingänge *VL* der IS D_0 ... D_7 L-Pegel führen (s. Tabelle 1.2). Die Ausgänge des *U 711 D* sind Eintransistorausgangsstufen. Der L-Pegel wird demzufolge mit den Widerständen R_1 ... R_8 erzeugt.
Für die Nutzung der Schaltung in Bild 3.1 als 1-aus-64-Dekoder wird der Eingang *VL* der IS D_8 an U_1 gelegt (Brücke X_1) und der Eingang *CS* der Schaltung an Bulk.
Zwei Schaltungen nach Bild 3.1 ergeben einen 1-aus-128-Dekoder, wenn ihre Schaltungseingänge 2^0 ... 2^5 und $CS = 2^6$ parallel angesteuert werden und bei einer Schaltung der Eingang *VL* der IS D_8 mit U_1, bei der anderen mit Bulk, verbunden wird. Weiterhin besteht die Möglichkeit einer Abrüstung der Schaltung in Bild 3.1 zum 1-aus-32-Dekoder. Dabei entfallen D_4 ... D_7. Der Schaltungs-

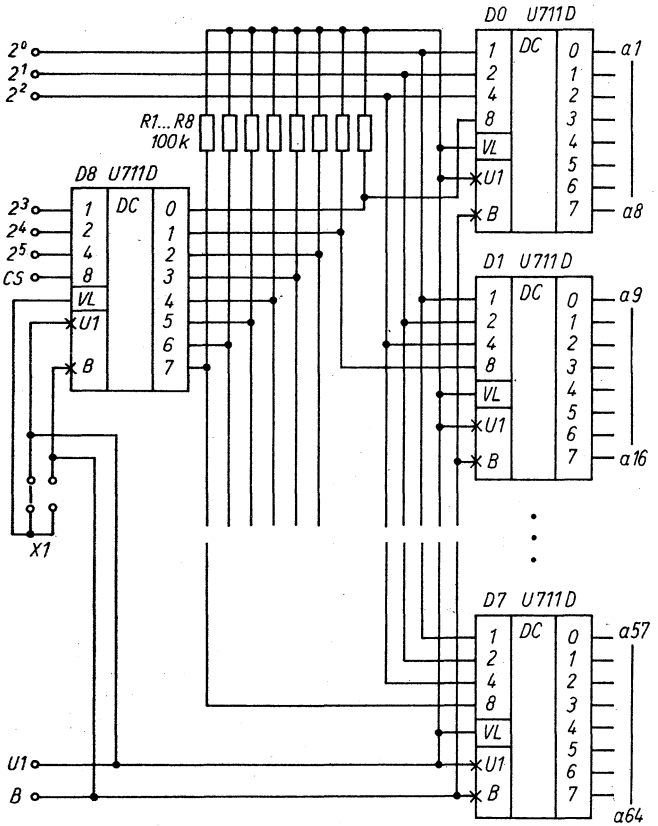


Bild 3.1 1-aus-64-Dekoder mit IS *U711D*

eingang 2^5 wird mit Bulk verbunden. Die Wirkungsweise des 1-aus-64-Dekoders ist zusammenfassend in Tabelle 3.1. veranschaulicht. Für verschiedene Dezimalzahlen wurde neben ihrer dualen Darstellung (Darstellung im 2er-System) auch ihre oktale Darstellung (Darstellung im 8er-System) mit angegeben. Da jede Dekodierebene 3 Bit ($2^3 = 8$) direkt dekodieren kann, erweist sich diese Darstellung als sehr nützlich, weil man daraus direkt den aktivierten 1-aus-n-Ausgang ermitteln kann. Die Wertigkeit 8^1 der oktalen

Tabelle 3.1. Übersicht zur Wirkungsweise des 1-aus-64-Dekoders

Zahl	Dualzahl						Oktalzahl		Aktivierter	Aktivierter
	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0	8^1	8^0	Dekoder	Ausgang
0	H	H	H	H	H	H	0	0	D_0	0
1	H	H	H	H	H	L	0	1	D_0	1
2	H	H	H	H	L	H	0	2	D_0	2
.										.
.										.
.										.
7	H	H	H	L	L	L	0	7	D_0	7
8	H	H	L	H	H	H	1	0	D_1	0
9	H	H	L	H	H	L	1	1	D_1	1
.										.
.										.
.										.
42	L	H	L	H	L	H	5	2	D_5	2
.										.
.										.
.										.
62	L	L	L	L	L	H	7	6	D_7	6
63	L	L	L	L	L	L	7	7	D_7	7

Darstellung gibt die Nummer der aktivierten Dekoder-IS (D_0 ... D_7) an, während die Wertigkeit 8^0 die Nummer des an dieser IS aktivierten Ausgangs angibt.

3.2. Zusammenschaltung der IS *U 710 D/U 711 D* mit anderen MOS-Zähler-IS

Wegen ihrer Funktion als 1-aus-8-zu-BCD- bzw. BCD-zu-1-aus-8-Dekoder können die IS *U 710 D* und *U 711 D* vorteilhaft beim Aufbau programmierbarer Zähler eingesetzt werden. Dabei benötigt man diese IS, da in der Regel keine BCD-kodierten Schalter zur Verfügung stehen oder weil sich dadurch der Schaltungsaufwand verringert, wie z. B. beim Auswerten des Erreichens einer einstellbaren Zählergrenze.

Zunächst soll die programmierbare Voreinstellung von MOS-Zähler-IS mit der IS *U 710 D* beschrieben werden. Bild 3.2 zeigt eine entsprechende Darstellung mit der Zähler-IS *U 122 D*. Für die Umkodierung vom 1-aus-16-Kode in den Dualkode mit einer Dio-

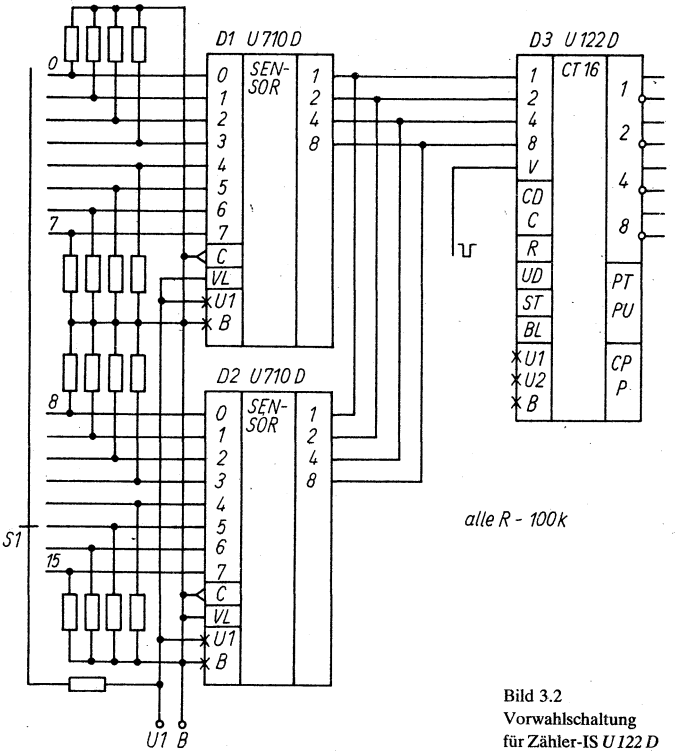


Bild 3.2
Vorwahlschaltung
für Zähler-IS *U 122 D*

denmatrix sind 32 Dioden notwendig. In der Schaltung Bild 3.2 erfolgt die Umkodierung mit der IS *U 710 D*. Der Zähler D_3 beinhaltet einen Dual-Vor-Rückwärtszähler mit Zwischenspeicher und normaler sowie negierter Ausgabe der Zifferninformation. Dieser Zähler kann mit L-Pegel am Eingang *V* auf die an den Eingängen *1, 2, 4,* und *8* anliegende Zifferninformation geladen werden [14]. Über den 16-stelligen Vorwahlschalter S_1 wird der entsprechende Eingang der IS D_1 bzw. D_2 auf L-Pegel gelegt, so daß an den Ausgängen *1, 2, 4* und *8* der IS D_1, D_2 die passende Dualzahl zur Verfügung steht. Nichtbetätigte Schaltkreiseingänge werden mit den Widerständen R_1 ... R_{16} auf H-Pegel gehalten. Der Widerstand R_{17}

gewährleistet die Einhaltung des L-Pegels bei Betätigung eines Eingangs. Auf die komplette Beschaltung der Zähler-IS *U 122 D* wird an dieser Stelle verzichtet und auf [14] verwiesen.

In Bild 3.3 ist die Vorwahlschaltung für den Dezimalzähler *U 121 D* dargestellt. Bei dieser IS handelt es sich um einen Dezimal-Vor-Rückwärtszähler mit Zwischenspeicher und 7-Segment-Dekoder sowie der Möglichkeit, bei H-Pegel am Eingang *V* die an den Eingängen *1, 2, 4,* und *8* anliegende BCD-Zahl in den Zähler zu übernehmen [14]. Auch für diese Schaltung gilt, daß nur auf die für die Vorwahlschaltung notwendige Beschaltung der IS *U 121 D* eingegangen wird.

Da ein *U 710 D* lediglich 8 Eingangskanäle aufweist, jedoch ein 1-aus-10-Koder benötigt wird, wären eigentlich 2 IS *U 710 D* notwendig. Die Darstellung in Bild 3.3 verdeutlicht jedoch einen anderen Weg. Wie Tabelle 3.2 zeigt, stimmen die niederwertigen Bit der BCD-Zahlen 0 bzw. 1 und 8 bzw. 9 überein. In Schalterstellung 8 bzw. 9 des Schalters S_1 werden darum über die Dioden V_1, V_2 ebenfalls die Eingänge 0 bzw. 1 der IS D_1 aktiviert. Das höchstwertige Bit (Eingang 8 von D_2) liegt bei Wahl der Ziffern 0 ... 7 über R_{10} auf H-Pegel. Im Falle der Anwahl der Ziffern 8 bzw. 9 am Schalter

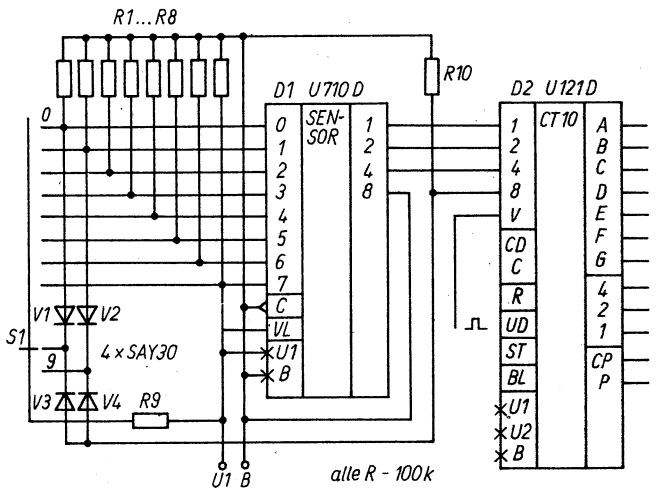


Bild 3.3 Vorwahlschaltung für Zähler-IS U 121 D

Tabelle 3.2.
Übersicht über die Dualzahlen von 0 bis 9

Dezimalzahl	BCD-Zahl			
	2^3	2^2	2^1	2^0
0	H	H	H	H
1	H	H	H	L
2	H	H	L	H
3	H	H	L	L
4	H	L	H	H
5	H	L	H	L
6	H	L	L	H
7	H	L	L	L
8	L	H	H	H
9	L	H	H	L

S_1 wird das höchstwertige Bit über die Dioden V_3, V_4 auf L-Pegel gezogen.
Der Einsatz der Dekoder-IS *U 711 D* im Zusammenhang mit komplexen Zählerschaltkreisen liegt neben der 1-aus-n-Dekodierung für Anzeigezwecke in der programmierbaren Zählumfangverkürzung.
Bild 3.4 veranschaulicht diese Möglichkeit für die Anwendung mit der Zähler-IS *U 122 D*. Die nichtnegierten Ausgänge *1, 2, 4* und *8* der IS D_1 werden mit den gleichwertigen Eingängen der Dekoder-IS D_2, D_3 verbunden. Diese beiden IS bilden einen schon aus Abschnitt 1.3 bekannten 1-aus-16-Dekoder.
Mit dem Schalter S_1 wird die Zählergrenze eingestellt. Vorausgesetzt, die Zählgrenze ist noch nicht erreicht, führt der Schleifer von S_1 über R_2 L-Pegel. Über den Inverter V_1, R_1 liegt der Rücksetzeingang R der IS D_1 auf H-Pegel, so daß D_1 zählen kann. Wird hingegen die eingestellte Zählgrenze erreicht, kippt das Potential am Schleifer von S_1 über den angewählten Ausgang auf H-Pegel. Damit wird der Zähler D_1 über e_R = «L» rückgesetzt (Zustand 0), und der H-Pegel am entsprechenden Ausgang von D_2 bzw. D_3 verschwindet. Anschließend ist der Rücksetzvorgang wieder beendet. Die Länge dieses Vorgangs beträgt in Abhängigkeit von den Schaltkreisverzögerungszeiten etwa 1,6 μs.
Für die Programmierung der Zählergrenze muß der Schalter S_1 in

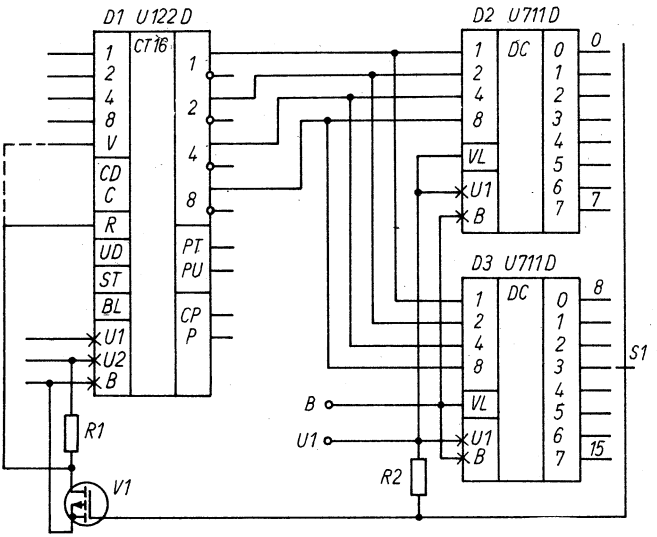


Bild 3.4 Programmierbare obere Zählgrenze bei der IS *U 122 D*

die Stellung gebracht werden, die als 1. nicht im Zählumfang enthalten sein soll. Wenn der Zähler z. B. nur von 0 ... 9 vorwärts zählen soll, dann ist der Schalter S_1 in Stellung 10 zu bringen. Der Zählerzustand 10 erscheint bei dessen Erreichen für die oben erwähnte Verzögerungszeit und wird sofort in den Zählerstand 0 umgewandelt.

In gleicher Weise wie eben beschrieben ist es möglich, den Zählumfang beidseitig zu begrenzen. Dazu muß der Zähler mit einer programmierbaren Vorwahlschaltung (z. B. aus Bild 3.2) ausgerüstet sein. Der Drain-Anschluß des MOSFET V_1 in Bild 3.4 ist dann nicht mit dem Rücksetzeingang *R*, sondern mit dem Vorwahleingang *V* der IS D_1 zu verbinden (gestrichelt in Bild 3.4 angedeutet). Der Zähler wird bei Erreichen der Zählergrenze nicht in den Zustand 0 gebracht, sondern auf den entsprechenden Vorwahlwert geladen.

3.3. Die IS *U 710 D/U 711 D* als programmierbare Teiler und Zähler im Dual- und 1-aus-n-Kode

Da der *U 710 D* über einen Takteingang verfügt, kann man diese IS selbst als Zähler oder Frequenzteiler verwenden. Dabei ergeben sich durch die Möglichkeit des Parallelladens günstige Schaltungsvarianten.

Für die Teilerverhältnisse 2:1, 4:1 und 8:1 findet die IS ohne Zusatzbeschaltung Verwendung. Die geteilte Eingangsfrequenz kann direkt an den Ausgängen der IS entnommen werden. Die Schaltung erweist sich dabei bis zu Eingangsfrequenzen von etwa 300 kHz als funktionsfähig!

Für den Einsatz der IS *U 710 D* als Frequenzteiler mit beliebig programmierbarem Teilerverhältnis zwischen 1:1 und 8:1 kann günstigerweise der in Abschnitt 1.2 als kombinierter Ein-/Ausgang bezeichnete Ausgang 8 als ‚reiner' Ausgang genutzt werden. Wenn dieser Ausgang nicht, wie unter 1.2 beschrieben, extern mit einem festen Potential verbunden wurde, führt er verschiedene Schaltfunktionen aus. Diese Möglichkeit ist im Grunde genommen vom Hersteller für die statische und dynamische Verknüpfung 2er IS zur 16-Kanal-Variante vorgesehen, kann jedoch auch andere Verwendung finden.

Die Darstellung in Bild 3.5 zeigt, wie ein Teiler mit programmierbarem Teilerverhältnis praktisch realisiert werden kann. Mit dem

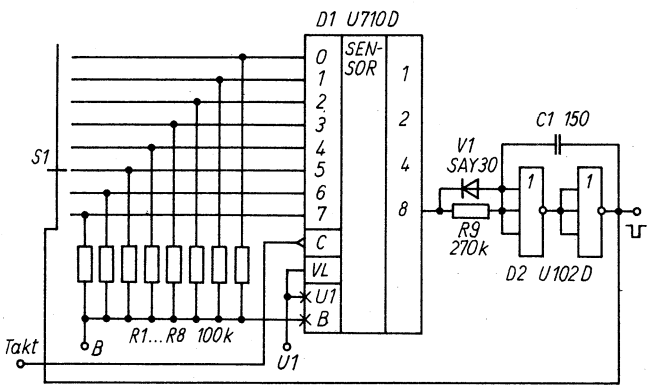


Bild 3.5 Frequenzteiler mit der IS *U 710 D*

Schalter S_1 läßt sich das Teilerverhältnis der Schaltung zwischen 1:1 und 8:1 vorwählen. Soll die Schaltung mit fest vorgegebenem Teilerverhältnis betrieben werden, können S_1 und $R_1 \ldots R_8$ entfallen. Der Ausgang des Monoflops D_2 wird in diesem Fall direkt mit dem aus Tabelle 3.3. entnehmbaren Eingang der IS D_1 verbunden. Alle anderen Paralleleingänge stehen direkt mit Bulk in Verbindung.

Zur Wirkungsweise der Schaltung: Nach dem Einschalten der Betriebsspannung führt der Ausgang *8* der IS D_1 H-Pegel. Über den Takteingang zählt die IS D_1 bis Zustand 7 (L L L) erreicht ist. Mit dem nächsten Taktimpuls (HL-Flanke) kippt der Ausgang *8* auf L-Pegel und schaltet die IS D_1 ab (Ausgänge werden hochohmig, und der Takt hat keinen Einfluß mehr). Die Rückführung von Ausgang *8* über das Monoflop D_2 auf den entsprechenden Paralleleingang (im Bildbeispiel Eingang *5*) ermöglicht, daß die IS D_1 auf den entsprechenden Wert (hier *5*) geladen wird. Dabei erfolgt das Einschalten der IS D_1, der Ausgang *8* geht wieder auf H-Pegel und der geladene Wert erscheint an den Ausgängen *1*, *2* und *4*.

Nach Verstreichen der Monoflop-Kippzeit von etwa 80 μs ist der Ladevorgang abgeschlossen. Die geteilte Eingangsfrequenz kann am Ausgang des Monoflop D_2 in Form 80 μs langer L-Impulse abgenommen werden.

Beim Einsatz der Schaltung ist zu beachten, daß durch die notwendige Länge der Ladeimpulse die maximale Teilereingangsfrequenz auf weniger als 12 kHz beschränkt ist. Als nächstes Anwendungs-

Tabelle 3.3.
Übersicht über die Beschaltung der Rückführung für verschiedene Teilerverhältnisse in Bild 3.5

Teilerverhältnis	S_1 an Eingang:
1:1	7
2:1	6
3:1	5
4:1	4
5:1	3
6:1	2
7:1	1
8:1	0

beispiel soll der Einsatz der IS *U 710 D* und *U 711 D* als programmierbarer Zähler mit voreinstellbarer Zählgrenze beschrieben werden. Bild 3.6 vermittelt die Schaltung eines 3-bit-Zählers.
Die Zählimpulse gelangen zum Eingang *C* der IS D_1. Mit jeder HL-Flanke der Zählimpulse zählt D_1 einen Schritt weiter, wobei sein Zählerstand über die Ausgänge *1, 2* und *4* ausgegeben wird. Parallel dazu dekodiert D_2 den dualen Zählerstand in den 1-aus-8-Kode um. Die Schaltung zählt so lange, bis der mit S_2 gewählte Zählerstand erreicht ist. Der bis zu diesem Zeitpunkt über R_9 L-Pegel führende Schleifer von S_2 wird dann durch den angewählten aktivierten Ausgang von D_2 auf H-Pegel gezogen. Mit der nächsten HL-Flanke des Taktimpulses wird der angewählte Ausgang entaktiviert, d. h., die Spannung am Schleifer von S_2 springt nach «L». Diese HL-Flanke triggert das Monoflop D_3. Damit gelangt über den Schalter S_1 ein negativer Ladeimpuls auf den entsprechenden Vorwahleingang der IS D_1. Die Widerstände $R_1 \ldots R_8$ realisieren den H-Pegel an den Eingängen der IS D_1.

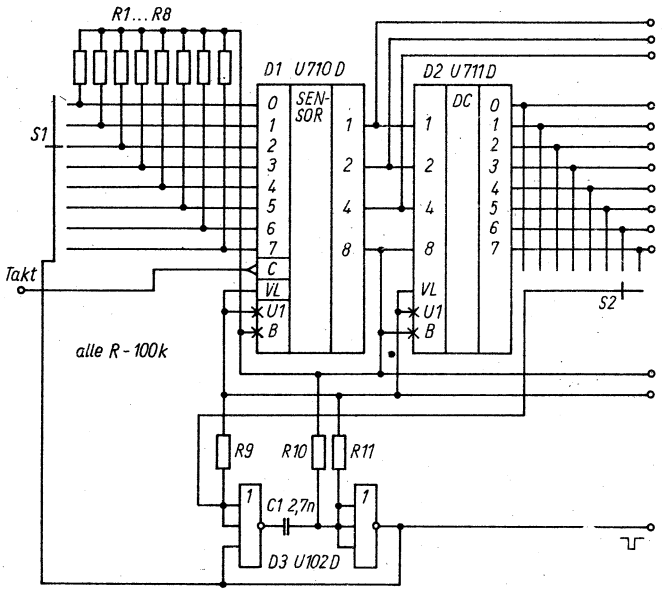


Bild 3.6 Programmierbarer Zähler im BCD- und 1-aus-n-Kode mit IS *U 710 D/U 711 D*

Der in Bild 3.6 dargestellte Zähler ist in seinem Zählumfang programmierbar, dabei bestimmt S_1 die Startziffer und S_2 die obere Zählgrenze. Im Bildbeispiel wird von der Zählerschaltung folgender Zyklus durchlaufen:
-2-3-4-5-6-(7)-2-3-
Der eingeklammerte Zustand *7* tritt dabei kurz während der Monoflop-Verzögerungszeit von etwa 80 μs auf.
Auch bei dieser Schaltung liegt die maximale Zählfrequenz bei etwa 12 kHz.
In analoger Weise zu Bild 3.6 kann außerdem ein 4-Bit-Zähler unter Nutzung der in Bild 1.6 und Bild 1.8 angegebenen Schaltungen aufgebaut werden.

3.4. Erzeugung von verschachtelten Impulsfolgen

Mitunter besteht die Aufgabenstellung, Impulsfolgen in Form ineinander verschachtelter Rechteckimpulse zu erzeugen. Dafür eignen sich ebenfalls die IS *U 710 D/U 711 D*, wie das folgende Applikationsbeispiel zeigen soll.
Für einen empfindlichen Gleichspannungsverstärker mit automatischer 0-Punkt-Korrektur müssen während der Abgleichphase ineinander verschachtelte Rechteckimpulse erzeugt werden, siehe Bild 3.7 und [15]. Die praktische Realisierung der dazu notwendigen Schaltung stellt Bild 3.8 dar. Der Taktgenerator D_1 erzeugt den Grundtakt von etwa 1 kHz. Über einen 2^7 : 1-Teiler D_2 wird nach jeweils 128 Taktimpulsen das Flip-Flop D_3 gesetzt. Dadurch wird der Zähler D_4 freigegeben, d. h., die Taktimpulse erhöhen jetzt den Zählerstand von D_4. Dabei führen die Ausgänge *1* ... *5* der IS D_5 nacheinander H-Pegel. Mit der HL-Flanke am Ausgang *5* von D_5 schaltet das Flip-Flop D_3 wieder in seine Ruhelage. An seinem Ausgang erscheint L-Pegel. Anschließend wird der Zähler D_4 über den Eingang *0* rückgesetzt, so daß am Ausgang *0* des Dekoders D_5 H-Pegel erscheint. Dieser Zustand bleibt erhalten, bis das Flip-Flop D_3 erneut gesetzt wird.
Mit den Dioden-Widerstand-Kombinationen und den MOSFET werden die Ausgänge der IS D_5 entsprechend dem zu erzeugenden Taktmuster verknüpft. Es erfolgt damit eine Pegelwandlung von +14 V/−14 V auf +0 V/−14 V, wie es zur Ansteuerung von Schalter-MOSFET in Analogsignalschaltern notwendig ist.

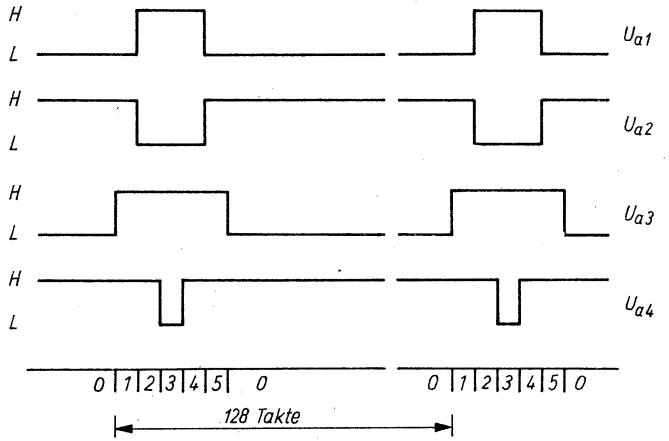


Bild 3.7 Erzeugung einer Beispielimpulsfolge

Der Kondensator C_4 an der Dioden-Widerstand-Kombination vermeidet Störimpulse, die entstehen, wenn ein Ausgang der IS D_5 abgeschaltet und der folgende Ausgang erst nach einer geringen Verzögerungszeit einschaltet.

3.5 Anwendungen der IS *U 710 D/U 711 D* in programmierbaren Steuerungen

Programmierbare Steuerungen sind im einfachsten Fall ein Ersatz für mechanische Schrittschaltwerke. Neben freiprogrammierbaren Steuerungen auf der Basis der Mikroprozessortechnik kommt bei einfachen festliegenden Anwendungen der verdrahtungsprogrammierten Steuerung nach wie vor Bedeutung zu.
Die programmierbare Steuerung erfüllt die Aufgabe, in einem fest vorgegebenen Zeittakt eine bestimmte Befehlsfolge abzuarbeiten. Dabei kann an Unterbrechungspunkten eventuell auf bestimmte, von der zu steuernden Anlage zu erfüllende, Bedingungen gewartet werden, bevor der Taktzyklus fortgesetzt wird. Des weiteren können unter bestimmten Bedingungen Programmsprünge notwendig werden, wenn gewisse Bedingungen durch die zu steuernde Anlage erfüllt werden.

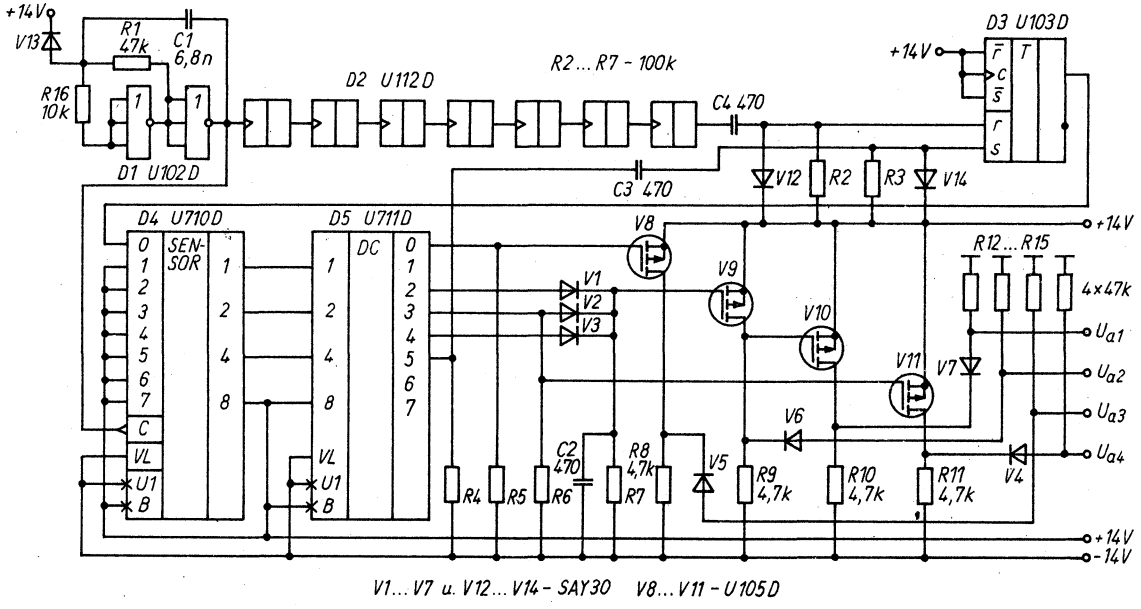
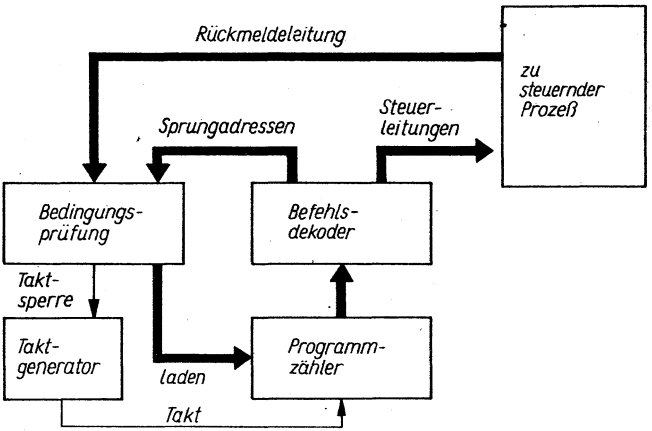


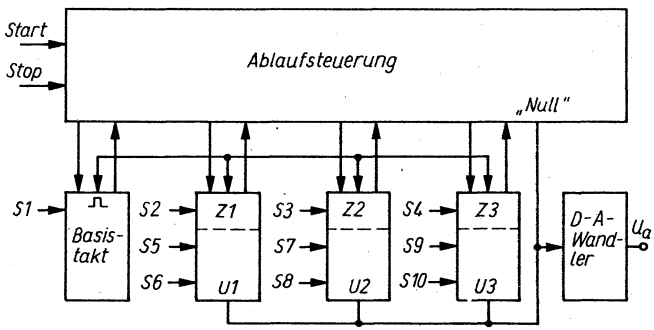
Bild 3.8 Schaltung zur Realisierung der in Bild 3.7 dargestellten Impulsfolge

Die Struktur einer solchen Steuerung ist in Bild 3.9a angedeutet. Wesentlicher Bestandteil solcher Schaltungen sind Zähler und Dekoder-IS. Es erweist sich deshalb als Vorteil, die IS *U 710 D* und *U 711 D* zu verwenden, da sie allgemein eine höhere Störsicherheit als z. B. TTL-IS aufweisen.

Ein praktisches Beispiel für eine programmierbare Steuerung wurde in Form einer programmierbaren Temperatur-Zeit-Steue-



a)



b)

Bild 3.9 Aufbau programmierbarer Steuerungen;
a – Grundprinzip, b – Beispiel Temperatur-Zeit-Steuerung nach [16]

rung in [16] vorgestellt. An dieser Stelle soll nur das Prinzip erläutert werden, weil die Angabe der Gesamtschaltung den Rahmen dieses Bandes sprengen würde.
Bild 3.9b zeigt die Prinzipschaltung der programmierbaren Temperatur-Zeit-Steuerung. An das Programm werden folgende Forderungen gestellt:

- Das Programm besteht aus 3 Teilabschnitten unabhängig programmierbarer Länge und unabhängig programmierbarer Temperatur.
- Die maximale Länge der Teilprogramme soll wahlweise 80 min bzw. 160 min betragen und in Schritten von 10 min bzw. 20 min vorwählbar sein.

Die Temperaturmessung geschieht durch Umsetzung der Temperatur in eine proportionale Spannung. Das Kernstück der zu erstellenden Schaltung ist demzufolge ein programmierbarer Spannungs-Zeitgeber, der als Prinzipschaltung in Bild 3.9b gezeigt wurde.
Nachdem die Werte $Z_1 \ldots Z_3$ für die entsprechende Intervallänge und die Werte $U_1 \ldots U_3$ für die zu erzeugenden Spannungen mit den Schaltern $S_2 \ldots S_{10}$ programmiert sind, wird mit dem Schalter S_1 der Zeitbasistakt gewählt und der Programmablauf gestartet. Der Startimpuls bewirkt, daß durch die Ablaufsteuerung die Basistakterzeugung zunächst in eine definierte Anfangslage versetzt wird. Danach erfolgt der eigentliche Programmstart, währenddessen der Zähler Z_1 aktiviert wird. Gleichzeitig wird der Digitalwert der Spannung U_1 auf den DA-Wandler durchgeschaltet.
Erreicht der Zähler Z_1 seinen vorprogrammierten Zählerstand, so gelangt ein Rückmeldeimpuls an die Ablaufsteuerung. Daraufhin wird der Zähler Z_1 rückgesetzt und der Digitalwert der Spannung U_1 abgetrennt. Zur gleichen Zeit aktiviert die Ablaufsteuerung den Zähler Z_2, so daß der Digitalwert der Spannung U_2 auf den DA-Wandler durchgeschaltet wird. Nach der an Z_2 vorgewählten Zeit geht in gleicher Weise der Übergang von Z_2 auf Z_3 und damit von U_2 auf U_3 vor sich. Nach Ablauf der an Z_3 gewählten Zeit versetzt der Rückmeldeimpuls des Zählers Z_3 die Ablaufsteuerung in den Ruhezustand, der Digitalwert 0 wird an den DA-Wandler gelegt. Damit ist der Programmablauf beendet. Eine ausführliche Beschreibung dieser Schaltung, die unter Verwendung der IS *U 710 D/U 711 D* aufgebaut wurde, findet der interessierte Leser in [16].

4. Sonderanwendungen

Zum Abschluß dieser Broschüre sollen einige Anwendungen der Schaltkreise aus diesem Band vorgestellt werden, die sich auch für den weniger fortgeschrittenen Amateur als Bauobjekte zum spielenden Einarbeiten eignen.
Ein besonders günstiger Einstieg ist dabei mit kleineren, abgeschlossenen Baugruppen möglich.

4.1. Elektronischer Würfel

Die Darstellung Bild 4.1 zeigt die Anordnung der Leuchtdioden, welche die geworfenen „Augen" des elektronischen Würfels anzeigen. Zur Ansteuerung dieser LED ist es notwendig, den Zählerstand des Dualzählers auszuwerten. Bei näherer Betrachtung von Bild 4.1 bzw. Tabelle 4.1. zeigen sich folgende Vereinfachungen:
Auf Grund der Symmetrie der Anzeigefiguren leuchten verschiedene Dioden stets gleichzeitig: B_1 und B_7, B_2 und B_6 sowie B_3 und B_5. Daraus ergibt sich, daß nur 4 LED-Treibertransistoren notwendig sind, da die gleichzeitig leuchtenden LED in Reihe geschaltet werden. Für die Ermittlung der logischen Funktion zur Umkodierung und Ansteuerung dieser 4 Treiber müssen deshalb nur die

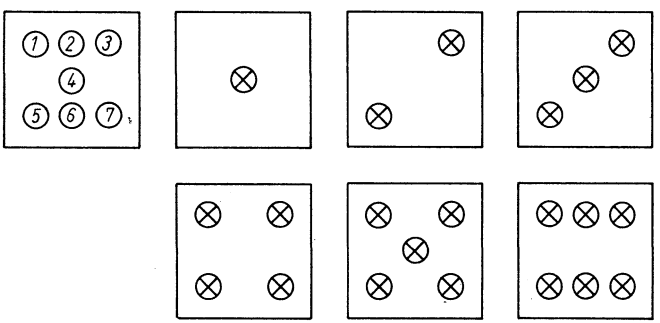


Bild 4.1 LED-Bezeichnung und Leuchtfiguren des elektronischen Würfels

Tabelle 4.1. Logische Funktion des elektronischen Würfels

LED (L = leuchtend)							Zahl	Zählerausgang		
1	2	3	4	5	6	7		4	2	1
H	H	H	L	H	H	H	1	H	H	L
H	H	L	H	L	H	H	2	H	L	H
H	H	L	L	L	H	H	3	H	L	L
L	H	L	H	L	H	L	4	L	H	H
L	H	L	L	L	H	L	5	L	H	L
L	L	L	H	L	L	L	6	L	L	H
							7	L	L	L

ersten 4 Spalten der Tabelle 4.1. herangezogen werden. Daraus ergeben sich folgende Schlußfolgerungen:

- Die LED B_4 leuchtet nur bei ungeraden Zahlen, hat also die gleiche logische Funktion wie der Ausgang *1* der Zähler-IS.
- Die LED B_1 (B_7) leuchtet bei allen Ziffern größer 3; sie stimmt folglich in ihrer logischen Funktion mit dem Ausgang *4* der Zähler-IS überein.
- Die LED B_2 (B_6) leuchtet nur bei Ziffer 6, was einer UND-Verknüpfung der Zählerausgänge *4*, *2* und dem negierten Zählerausgang *1* entspricht.
- Die LED B_3 (B_5) leuchtet stets, außer bei Ziffer 1. Das entspricht einer ODER-Verknüpfung der Ausgänge *4* und *2* des Zählers.

Die Schaltung des elektronischen Würfels zeigt Bild 4.2.
Mit der als Trigger geschalteten IS N_1 und dem RC-Glied R_1, C_2 bzw. dem Entladewiderstand R_6 wird ein spannungsgesteuerter Generator realisiert. Betätigt man den Taster S_1, wird der Kondensator C_1 auf die Betriebsspannung aufgeladen; der spannungsgesteuerte Generator schwingt auf seiner höchsten Frequenz, und der Zähler D_1 zählt diese Impulse aus. Wird der Taster S_1 losgelassen, so entlädt sich der Kondensator C_1 über R_1 wegen des Ladestroms für C_2. Die Frequenz des spannungsgesteuerten Generators wird immer niedriger, bis die Schwingung aussetzt. Dieser Vorgang dauert wenige Sekunden und ergibt einen spannenden «Ausrolleffekt» des elektronischen Würfels.
Die Wirkungsweise der Anzeigeteiberschaltung kann einfach an Hand der Tabelle 4.1. und der obengenannten Gesichtspunkte verfolgt werden.

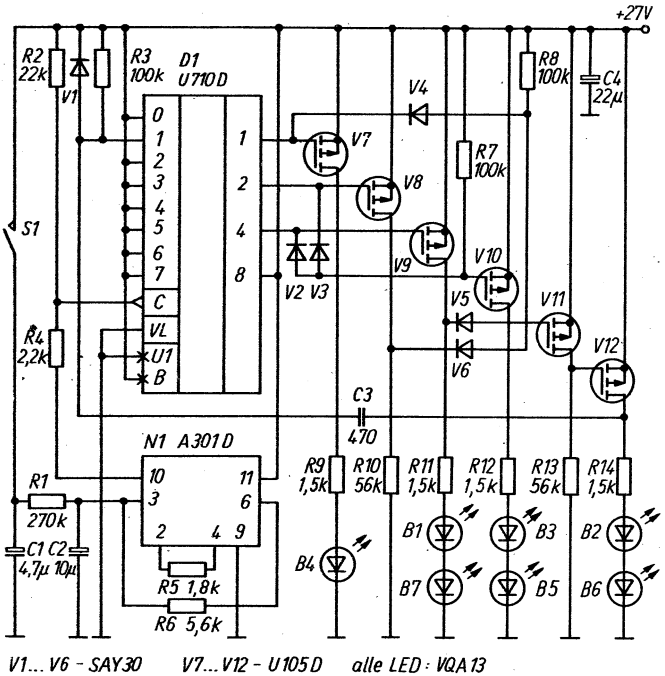


Bild 4.2 Praktische Realisierung des elektronischen Würfels

Mit dem Übergang von der Zählerstellung «6» zur Zählerstellung «7» erscheint eine HL-Flanke über R_{14}. Dadurch wird der Zähler über den Kondensator C_3 und den Eingang *1* und D_1 auf die Zählerstellung «1» geladen.

4.2. Melodie-Türgong

Der Aufbau eines Melodie-Türgongs ist ebenfalls ein in Amateurkreisen beliebtes Selbstbauobjekt. Übliche Schaltungen werden dabei in der Regel mit TTL-IS aufgebaut. Häufig verwendet man zur Tonerzeugung einfache Rechteckgeneratoren, zur Melodiespeicherung mitunter sogar hochintegrierte Speicher-IS.

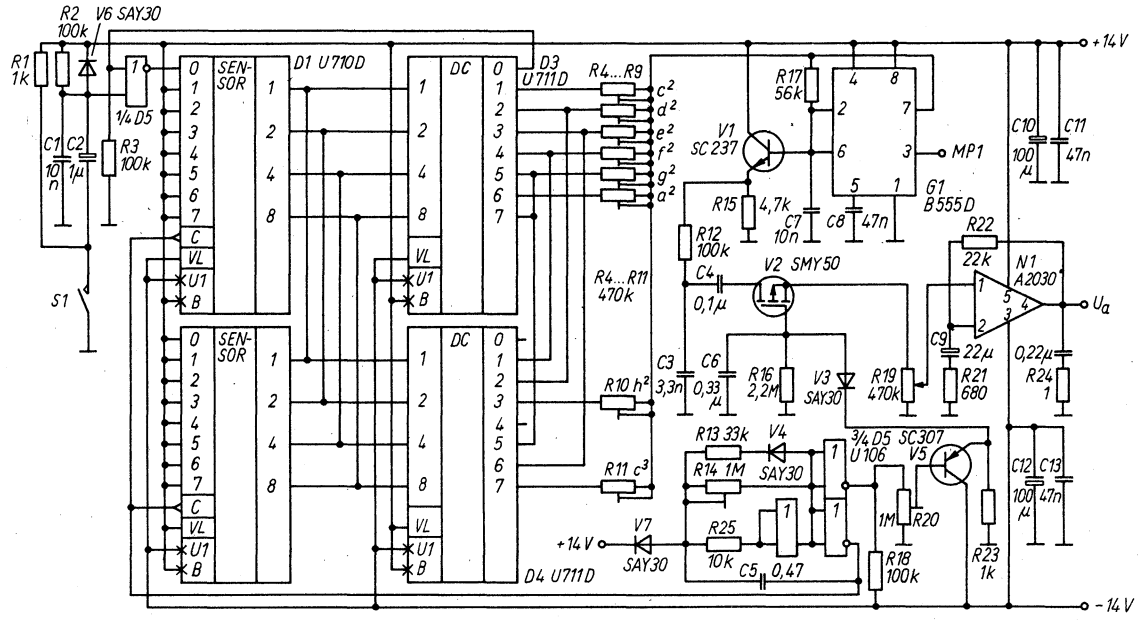


Bild 4.3 Praktische Realisierung des elektronischen Türgongs

Die in Bild 4.3 gezeigte Schaltung eines Melodie-Türgongs enthält als wesentliche Bestandteile die Zähler und Dekoder *U 710 D* und *U 711 D* als 1-aus-16-Zähler, eine Timer-IS *B 555 D* als temperaturstabilen Rechteck-Dreieck-Generator zur stromgesteuerten Tonerzeugung sowie eine NF-Endstufe mit der IS *A 2030* und einer Hüllkurvenschaltung mit dem MOSFET V_2. Die Hüllkurvenschaltung bewirkt die Erzeugung eines hart anklingenden und weich ausklingenen Tons, wie es für einen echten Gong charakteristisch wäre.

Die Schaltkreise D_1 ... D_4 bilden einen 1-aus-16-Zähler, der sich bei Erreichen der Stellung «0» durch H-Pegel an R_3 über ein Gatter der IS D_5 selbst in dieser Stellung hält. Dabei bleiben die am Takteingang anliegenden Impulse unwirksam. Bei Betätigung des Tasters S_1 führt der Eingang *0* der IS D_1 kurzzeitig (C_2, R_2) H-Pegel; deshalb wird mit der nächsten Takt-HL-Flanke der Zählvorgang der Zähler D_1, D_2 gestartet. Da der Ausgang *0* von D_3 im Anschluß dann über R_3 L-Pegel führt, wird der Zustand des Zählens wegen H-Pegel am Eingang *0* von D_1 beibehalten, auch wenn die Taste S_1 wieder losgelassen wird. Mit dem 16. Taktimpuls ist der Ausgangszustand wieder erreicht und der Zähler hält an.

Die IS G_1 bildet mit den Lade-Widerständen R_4 ... R_{11}, dem Lade-/Entladewiderstand R_{17} und dem Kondensator C_7 einen Dreieck-Rechteck-Generator. An MP_1 kann die Generatorfrequenz als Rechteckspannung gemessen werden. Über den Transistor V_1 wird die Dreieckspannung hochohmig ausgekoppelt und über ein Tiefpaßfilter R_{12}, C_3 in eine Sinus-Spannung überführt. Die Frequenz der einzelnen Töne kann (gemessen an MP_1) mit den Einstellern R_4 ... R_{11} auf die in Tabelle 4.2. angegebenen Werte einge-

Tabelle 4.2. Frequenz der Töne

Ton	Frequenz
c^2	523 Hz
d^2	587 Hz
e^2	659 Hz
f^2	699 Hz
g^2	784 Hz
a^2	880 Hz
h^2	988 Hz
c^3	1047 Hz

stellt werden. Damit und mit der Verknüpfung der Ausgänge der Dekoder D_3, D_4 wird die Melodie «Horch, was kommt von draußen 'rein, holla hie, holla hoh» realisiert.
Mit der MOSFET-Schaltstufe V_2 wird die Sinusspannung an das Lautstärkepotentiometer R_{19} weitergeleitet. Das An- bzw. Abklingen des Tons kann mit R_{20} eingestellt werden. Zur niederohmigen Ansteuerung des MOSFET V_2 wurde ein Emitterfolger V_5, R_{23} dem Einsteller R_{20} nachgeschaltet, um ein hartes Anklingen zu erreichen. Der NF-Endverstärker N_1 speist den Lautsprecher. An $R_L = 8\ \Omega$ können bei der vorliegenden Speisung mit +/− 14 V etwa 12 W Ausgangsleistung erreicht werden.
Die Taktfrequenz, d. h. die Spielschnelligkeit der Melodie, wird am Taktgenerator mit R_{14} gewählt. Die Kombination R_{13}, V_4 bewirkt einen unsymmetrischen Taktimpuls mit kurzer L-Dauer, wie es für die Anschlagsteuerschaltung mit V_2 notwendig ist.

4.3. Lichtleistungsfernsteuerung über Niederspannungsleitungen

In diesem Abschnitt soll, als Weiterführung zu [17], die Möglichkeit der Leistungsfernsteuerung über eine Zweidraht-Niederspannungsleitung beschrieben werden.
Phasenanschnittssteuerungen, wie sie zur Leistungssteuerung von Verbrauchern am Lichtnetz verwendet werden, enthalten als Steuerorgan üblicherweise ein Potentiometer [18]. Deshalb kann die Leistung am Verbraucher nur von einem Ort aus verändert werden. In [17] wurde dargestellt, daß sich ein Rechteckimpuls, z. B. eine Tastenbetätigung, in zweierlei Hinsicht auswerten läßt: einerseits das Auftreten des Impulses überhaupt und andererseits seine zeitliche Dauer. Das Auftreten eines Impulses wird mit einem flankengetriggerten Flip-Flop ausgewertet. Die Impulslänge kann durch elektronische Integration (Kondensatoraufladung) oder durch Auszählen von Taktimpulsen ermittelt werden.
Bild 4.4 vermittelt die Schaltung zur Realisierung einer Lichtleistungsfernsteuerung.
Der Schaltungsteil links im Bild wird für mehrere gleichartige Steuerschaltungen nur 1mal benötigt. Die IS D_4 bildet in bekannter Weise einen Rechteckgenerator mit etwa 1 Hz Taktfrequenz und bewirkt die Taktversorgung des Impulslängenzählers D_1. Mit dem

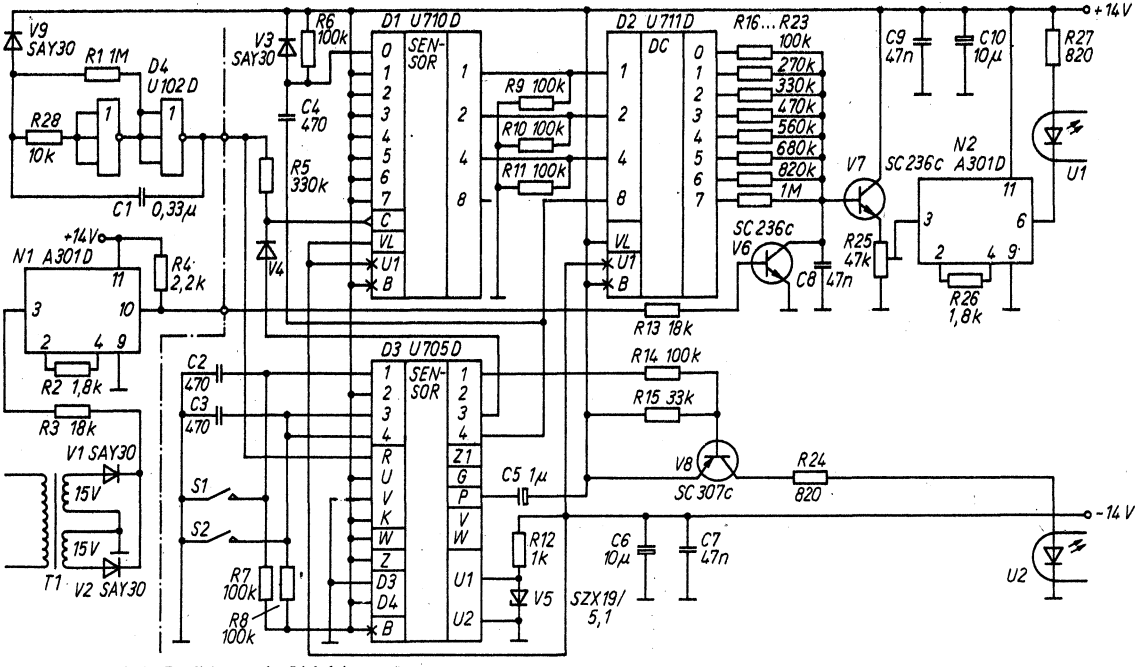


Bild 4.4 Praktische Realisierung der Lichtleistungsfernsteuerung

Trigger N_1 wird über V_1, V_2 ein Nulldurchgangsdetektor ermöglicht, der für das Triggern der Zündwinkelverschiebeschaltung verantwortlich ist.
Die eigentliche Steuerschaltung rechts in Bild 4.4 besteht aus der Tastenentprell- und Speicherschaltung D_3 (in Betriebsart H11 nach Tabelle 1.1.), dem Tastenimpuls-Längenzähler D_1, dem Dekoder D_2 und der Zündwinkelverschiebeschaltung mit dem Triggertransistor V_6, dem Kondensator C_8 sowie dessen Ladewiderständen R_{16} ... R_{23}, dem Emitterfolger V_7, R_{25} und der Triggerschaltung N_2.
In der Ruhelage (z. B. nach Einschalten der Betriebsspannung) führen alle Ausgänge *1* ... *4* von D_3 H-Pegel. Über V_4 wird dadurch der Takteingang von D_1 auf H-Pegel gehalten, d. h., die über R_5 anliegenden Taktimpulse bleiben unwirksam.
Gleichzeitig erhält der Eingang *8* der IS D_2 über Ausgang *4* von D_3 H-Pegel. Der Dekoder D_2 (wegen e_{VL} = «H») schaltet aus diesem Grunde ab. Der Kondensator C_8 erhält dann keinen Ladestrom; er bleibt entladen. Der Trigger N_2 führt an seinem Ausgang (Anschluß 6) H-Pegel, d. h., die Sende-LED des Optokopplers U_1 leuchtet nicht, und der Thyristor oder Triac wird nicht gezündet. Auf die Darstellung der Thyristoransteuerung wird an dieser Stelle verzichtet, weil darüber genügend Literatur zur Verfügung steht, im einfachsten Fall siehe [18].
Bei Betätigung der Taste S_2 kippt der Ausgang *4* von D_3 nach L-Pegel, sobald der Taktimpuls am Eingang *R* von D_3 L-Pegel führt. Mit der am Ausgang *4* des IS D_3 entstehenden HL-Flanke wird der Impulslängenzähler auf den Zustand «0» gesetzt (C_4, R_6). Gleichzeitig wird der Dekoder D_2 mit Eingang *8* auf L-Pegel freigegeben, dekodiert den Zustand «0» und legt den Widerstand R_{16} an H-Pegel. Dadurch erfolgt nach jedem Entladen während des Nulldurchgangs der Netzspannung ein schnelles Aufladen des Kondensators C_8. Der Trigger steuert den Optokoppler U_1 nach relativ kurzer Verzögerungszeit durch, so daß ein Zündimpuls entsteht. Durch die kurze Zündverzögerungszeit wird nahezu die volle Leistung am Verbraucher umgesetzt.
Solange die Taste S_2 gedrückt bleibt, führt auch der Ausgang *3* der IS D_3 L-Pegel. In diesem Fall sperrt die Diode V_4, und es gelangen Taktimpulse an den Zähler D_1. Dehalb wird, solange S_2 betätigt ist, jeweils nach etwa 1 s der nächste Zählerstand von D_1 erreicht. Der Dekoder überträgt den sich erhöhenden Zählerstand von D_1

mit den steigenden Widerstandswerten $R_{16} \ldots R_{23}$ in eine steigende Zündwinkelverschiebung. Das bedeutet, die Verbraucherleistung wird in Abständen immer weiter vermindert. Wenn die Taste S_2 losgelassen wird, führt der Ausgang *3* von D_3 wieder H-Pegel und sperrt über V_4 die Taktimpulse. Der Zählerstand von D_1 verändert sich folglich nicht, d. h., die gewählte Verbraucherleistung bleibt konstant. Bei erneutem Betätigen der Taste S_2 kippt der Ausgang *4* von D_3 wieder nach H-Pegel und sperrt den Dekoder D_2. Damit ist der Ruhezustand erreicht, der Optokoppler U_1 liefert keine Zündimpulse, d. h., die Leistung ist demzufolge 0.
Abschließend der Hinweis, daß der Zähler D_1 maximal bis zum Zählerstand «7» zählen kann. Eine weitere Taktflanke schaltet den Zähler ab (wegen offenem Ein-/Ausgang *8*). Die Zahl «7» wird in diesem Fall durch die Widerstände $R_9 \ldots R_{11}$ für den Dekoder bereitgestellt.
Bild 4.4 veranschaulicht ebenfalls eine Steuerschaltung zur Realisierung der einfachen Ein/Aus-Funktion. Dazu werden der Taster S_1, der Kanal 1 der IS D_3, der Transistor V_8 und der Optokoppler U_2 benötigt. Dieser Optokoppler liefert dann einen Dauerzündstrom, wenn der Ausgang *1* von D_3 L-Pegel führt.

4.4. Lauflichtsteuerung für Diskotheken

Ein weiteres, für den Amateur reizvolles Anwendungsbeispiel der in diesem Band vorgestellten Schaltkreise zeigt Bild 4.5. Es handelt sich dabei um die Steuerschaltung für ein Diskothekenlauflicht (Lichtschlauch).
Auf die Erläuterung der Leistungselektronik (Thyristoransteuerung) wird wie im vorangegangenen Beispiel verzichtet. Zum Zünden verwendet man in diesem Fall Optokoppler.
Kernstück der Schaltung in Bild 4.5 ist der Zähler D_1, dem der Dekoder D_3 nachgeschaltet wurde. Da mit 4 Lampenkanälen gearbeitet werden soll, benötigt man zum Dekodieren nur 2 Bit. Mit dem Eingang *4* der IS D_3 kann der Dekoder zwischen den Ausgängen *0* ... *3* und *4* ... *8* umgeschaltet werden. Durch eine ODER-Verknüpfung der entsprechenden Ausgänge erreicht man Vorwärtsbetrieb (e_4 = «H») bzw. Rückwärtsbetrieb (e_4 = «L») des Lauflichts. Die Umschaltung des Lauflichts erfolgt mit S_1. Neben dem reinen Vor- bzw. Rückwärtsbetrieb ist auch ein abwechselnder

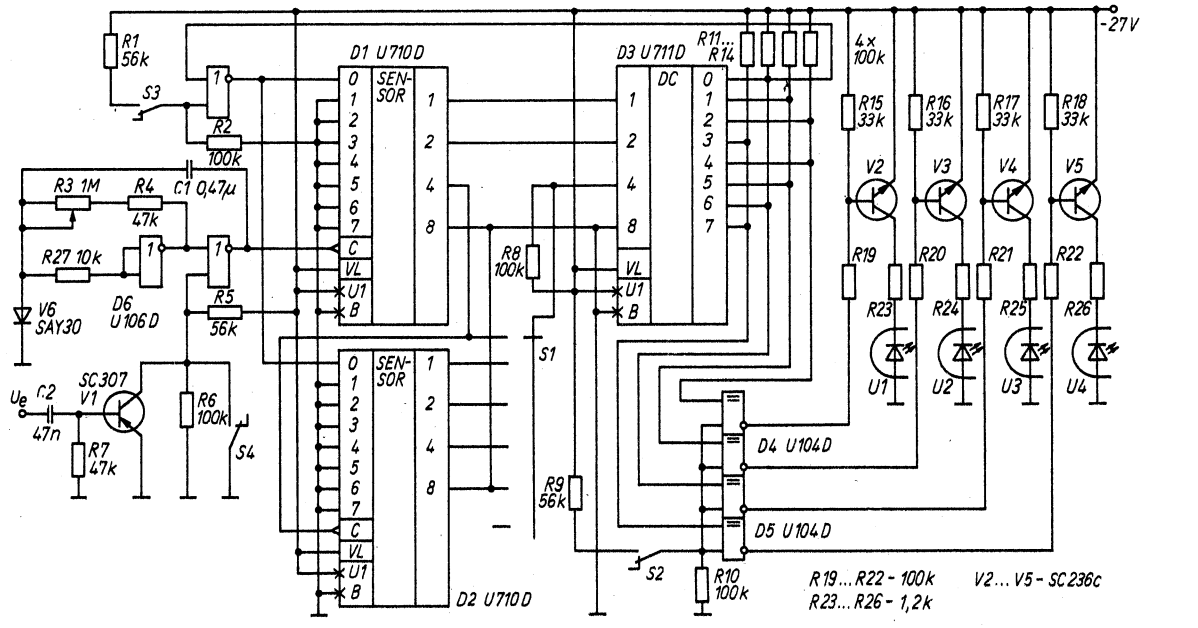


Bild 4.5 Praktische Realisierung der Lauflichtsteuerung

Vor-Rückwärts-Betrieb nach jeweils 4, 8, 16 oder 32 Takten vorgesehen, der durch Einfügen eines weiteren Zählers D_2 ermöglicht wird.
Die Äquivalenz-Gatter D_4, D_5 und der Schalter S_2 gestatten eine Umschaltung von Normalbetrieb (wandernder Lichtpunkt) auf Inversbetrieb (wandernder Dunkelpunkt).
Bei geöffnetem Schalter S_3 hält der Zähler D_1 an, sobald die Zählerstellung «0» erreicht ist (Rückführung vom Ausgang *0* der IS D_3). Gleichzeitig wird der Zähler D_2 rückgesetzt. Ein Starten des Lauflichts erfolgt mit dem Schließen des Schalters S_3.
Mit dem Generator D_6 kann die Geschwindigkeit des Lauflichts über R_3 gewählt werden. Der Schalter S_4 ermöglicht eine Umschaltung des Generators auf fremdgetriggerten Betrieb über V_1.
Zur Steuerschaltung sei noch erwähnt, daß bei geöffnetem Schalter S_4 das Lauflicht über einen negativen Triggerimpuls an U_e weitergeschaltet werden kann.
Die Triggerimpulse bleiben an V_1 unwirksam, wenn Schalter S_4 geschlossen ist. Der Generator läuft frei mit einer Frequenz von 0,5 ... 20 Hz.
Die Optokoppler U_1 .. U_4 zum potentialgetrennten Zünden der Leistungsschalter (Thyristoren oder Triacs) werden über die Transistoren V_2 ... V_5 angesteuert. Der H-Pegel am Ausgang von D_4, D_5 entspricht einem eingeschalteten Optokoppler, d. h. eingeschalteter Last.

5. Literatur

[1] *E. Lessen,* Feldeffekttransistoren-Eigenschaften und Anwendungen. Band 131 der Reihe „electronica", Berlin 1975.

[2] *H. Jakubaschk,* Das große Schaltkreisbastelbuch. Berlin 1978.

[3] *H. Kühne,* Schaltbeispiele mit digitalen p-Kanal-MOS-Schaltkreisen. Band 163 der Reihe „electronica", Berlin 1978.

[4] RFT-Taschenbuch. Aktive elektronische Bauelemente, 1980.

[5] *J. Frenzel,* Universeller Sensorschaltkreis *U 705 D.* radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) Heft 5, Seite 315 bis 317.

[6] Segmentanzeigeröhren aus der Sowjetunion, radio fernsehen elektronik, Berlin 23 (1974) Heft 6, Seite 174.

[7] *P. Doerner/D. Günther/H. Hopp,* Vollelektronischer VHF-UHF-Tuner mit C-Diodenabstimmung. radio fernsehen elektronik, Berlin 22 (1973) Heft 18, Seite 601–605.

[8] *E. A. Frommhold,* FET-Analogsignalschalter. Band 181 der Reihe „electronica", Berlin 1980.

[9] *A. Bogatz,* Von einfachen Stabilisierungsschaltungen zum hochwertigen Experimentiernetzteil. Funkamateur, Berlin 30 (1981) Heft 12, Seite 601–603 und 31 (1982) Heft 1, Seite 25–28.

[10] *W. Roth,* HIFI-Stereo-Cassettenrecorder *N 2510* mit dynamischem Rauschbegrenzer. Funktechnik, Berlin (West) 26 (1971), Heft 23, Seite 869–870.

[11] *K. Fritzsche,* Antriebsbausteine für HiFi-Plattenspieler. radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) Heft 3, Seite 178–181.

[12] *A. Bogatz/J. Lenzner,* Antriebsbausteine mit Synchronmotor *LSS 5/16* für kontinuierlichen und Schrittbetrieb. radio fernsehen elektronik, in Vorbereitung

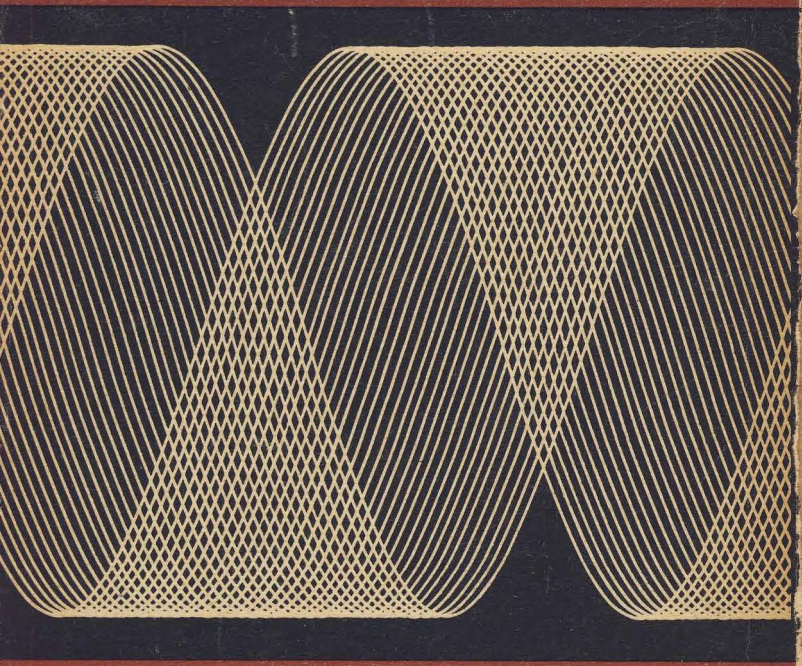
[13] Service-Anleitung *SK 3000* HIFI. 1812.6-000.00, VEB *Stern-Radio,* Sonneberg 1983.

[14] *M. Höhne/G. Koch/M. Meder,* Eigenschaften und vorläufige technische Daten der Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik. radio fernsehen elektronik, Berlin 23 (1974) Heft 22, Seite 721–725 und 23 (1974) Heft 23, Seite 767–768.

[15] *A. Bogatz,* Schaltung zur Taktaufbereitung von selbstabgleichenden Verstärkern. radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) Heft 12, Seite 800.

[16] *A. Bogatz,* Programmierbare Temperatur-Zeit-Steuerung. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) Heft 9, Seite 595–598.

[17] *A. Bogatz,* Methoden zur Steuerung der Beleuchtungseinrichtung. Funkamateur, Berlin 30 (1981) Heft 6, Seite 282–285.

[18] *H. Jakubaschk,* Das große Elektronikbastelbuch. Berlin 1974.

[19] *G. Hundt,* Die integrierte MOS-Schaltung *U 700 D,* Programmwahl durch Berührungstaste. radio fernsehen elektronik, Berlin 23 (1974) Heft 19, Seite 621–622